

TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Sähkötekniikan osasto

Ilkka Sipiläinen

Signaaliprosessorilla toteutettu R2-lähetinvastaanotin

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin tutkintoa
varten Espoossa 30.3.1993

Työn valvoja

Matti Karjalainen

Työn ohjaaja

Tom Lindeman

19100

TKK SÄHKÖTEKNIIKAN
OSASTON KIRJASTO
OTAKAARI 5 A
02150 ESPOO

TIIVISTELMÄ

TEKNILLINEN KORKEAKOULU

DIPLOMITYÖN TIIVISTELMÄ

Tekijä: Ilkka Sipiläinen	
Työn nimi: Signaaliprosessorilla toteutettu R2-lähetinvastaanotin	
Päivämäärä: 27.3.1993 Sivumäärä: 62	
Osasto: Sähkötekniikan osasto	
Professori: Tkl-89 Akustiikka ja äänenkäsittelytekniikka	
Työn valvoja: Professori Matti Karjalainen	
Työn ohjaaja: DI Tom Lindeman	
<p>Tässä diplomityössä suunniteltiin ja toteutettiin CCITT:n standardoiman R2-merkin- antojärjestelmän vaatimusten mukainen lähetin ja vastaanotin. Lähetinvastaanottimen ohjelmisto on yhtenäinen kokonaisuus, joka toimii Texas Instrumentsin TMS 320E17 -signaaliprosessorissa.</p> <p>Työssä on kartoitettu eri toteutusvaihtoehtoja lähettimen ja vastaanottimen toteut- tamiseksi. Valitussa ratkaisussa lähetin tuottaa merkit suoraa taulukkohakua käyttäen. Vastaanottimessa käytetään diskreettiä Fourier-muunnosta elliptisillä neljänneksen asteen rekursiivisilla suodattimilla täydennettynä.</p>	
Avainsanat:	R2-rekisterimerkinanto signaaliprosessorit monitaajuusmerkinanto

ABSTRACT

HELSINKI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

ABSTRACT OF THE MASTER'S THESIS

Author: Ilkka Sipiläinen

Name of thesis: R2 sender-receiver implemented with a signal processor

Date: 27.3.1993 **Number of pages:** 62

Faculty: Electrical engineering

Professorship: Tkl-89 Acoustics and audio signal processing

Supervisor: Professor Matti Karjalainen

Instructor: M.Sc. Tom Lindeman

In this thesis a sender and a receiver for the R2-interregister signalling system standardised by CCITT were designed and implemented. This sender-receiver is an integrated software package for the TMS 320E17 signal processor by Texas Instruments.

Some possibilities to realise a sender and a receiver are overviewed. The implementation selected for the sender is based on the direct table look-up method. The receiver makes use of the discrete Fourier-transformation augmented by fourth order elliptical recursive filters.

Keywords: R2-interregister signalling
signal processors
multifrequency signalling

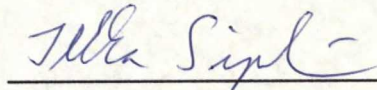
ALKULAUSE

Tämä diplomityö on tehty Sondi Oy:ssä. Työtäni on valvonut professori Matti Karjalainen. Hänelle kiitokset rohkaisusta ja neuvoista.

Sondi Oy:ssä työtäni on ohjannut DI Tom Lindeman, jolle kiitokset tuesta ja mahdollisuudesta tehdä haastavaa työtä. Kiitokset myös Sondi Oy:n tuotekehityksen työntekijöille, jotka omalta osaltaan olivat luomassa työskentelylle otollista ilmapiiriä.

Kiitoksetta en halua jättää myöskään ystäviäni, jotka ovat kannustaneet minua, erityisesti henkisesti.

Helsingissä 27.3.1993



Ilkka Sipiläinen

SISÄLLYSLUETTELO

TIIVISTELMÄ.....	ii
ABSTRACT	iii
ALKULAUSE	iv
SISÄLLYSLUETTELO	v
LYHENNELUETTELO	vii
MERKKILUETTELO	viii
1. JOHDANTO.....	1
2. MFC R2 -MERKINANTOJÄRJESTELMÄ.....	3
3. TOTEUTUSYMPÄRISTÖ	10
3.1. VDX-järjestelmä.....	10
3.2. Signaaliprosessori	11
4. DIGITAALISEN ÄÄNITAAJUUSGENERAATTORIN TOTEUTUSTAPOJA	14
5. DIGITAALISEN MONITAAJUUSVASTAANOTTIMEN TOTEUTUSTAPOJA	17
5.1. Perinteiset suodattimet	18
5.2. Korrelaattorit	18
5.3. Spektrin estimointi.....	20
6. MFC-LÄHETIN	22
6.1. Lähetintä koskevat vaatimukset.....	22
6.1.1. Vaatimukset lähetettäville taajuuksille	22
6.1.2. Lähetystehotasolle asetetut vaatimukset.....	23
6.2. Lähettimen toteutus.....	24
7. MFC-VASTAANOTIN	25
7.1. Tunnistusta koskevat vaatimukset	25
7.2. Valittu vastaanottimen toteutustapa.....	29
7.2.1. Näytepituus 67.....	34

7.2.2. Ikkunoinnin käyttö.....	37
7.2.3. Ryhmäsuodatin.....	42
8. OHJELMAN TOIMINTA.....	44
9. SUORITUSKYKY	47
9.1. Mittaukset.....	47
10. YHTEENVETO.....	50
LÄHDELUETTELO	51

LYHENNELUETTELO

CCITT	Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique kansainvälinen neuvoa-antava lennätin- ja puhelinkomitea
CRC	Cyclic Redundancy Check syklinen redundanssitarkistus
dB	desibeli
dBm	absoluuttinen näennäistehotason yksikkö, vertailutasona 1 mVA
DFT	Discrete Fourier Transform diskreetti Fourier-muunnos
EPROM	Erasable Programmable Read-Only Memory lukumuisti, joka voidaan tyhjentää ultraviolettivalolla
FFT	Fast Fourier Transform nopea Fourier-muunnos -algoritmi
FIR	Finite Impulse Response äärellisen pituinen impulssivaste
Hz	hertsi, 1/s
IIR	Infinite Impulse Response äärettömän pitkä impulssivaste
MFC	Multifrequency Code monitaajuusmerkinanto
PCM	Pulse Code Modulation pulssikoodimodulaatio
RAM	Random-Access Memory luku/kirjoitusmuisti

MERKKILUETTELO

A	amplitudi
c_{xx}	autokorrelaatio
e	luonnonvakio, Neperin luku
E	signaalin energia
f	taajuus
f_0	referenssitaajuus
I_N	periodogrammi
I_{Nw}	ikkunoidun näytejonon periodogrammi
J_N	periodogrammi, jossa ikkunoinnin aiheuttama virhe on korjattu
j	imaginaariyksikkö
L	taulukon pituus
\log_2	logaritmi, jonka kantaluku on 2
N	näytejonon pituus
P	teho
t	aika
$w(n)$	ikkunafunktio
W_N	$e^{-j(2\pi/N)}$
$x(n)$	näytejono
$X(e^{j\omega})$	jatkuva Fourier-muunnos
$X(k)$	diskreetti Fourier-muunnos
$X_w(k)$	ikkunoidun näytejonon diskreetti Fourier-muunnos

$\alpha(t), \beta(t)$ signaalin kompleksisen verhokäyrän parametreja

π luonnonvakio, pii

θ kulma

ω kulmataajuus

ϕ vaihekulma

1. JOHDANTO

Teletekniikka on siirtymässä nopeasti digitaaliseen aikakauteen. Alalla perinteisesti vaadittu luotettavuus ja toisaalta monipuolisempien palveluiden tarjonta ja kysyntä ovat omiaan edesauttamaan kehitystä.

Analogiset piirit vaativat usein säätöä ennen lopullista käyttöönottoa ja toisaalta säädön tarve lisääntyy komponenttien ikääntymisen myötä. Analogisten piirien suurempi vikaantumisalttius, digitaalisten komponenttien nopea hinnanlasku ja digitaalisen signaalinkäsittelyn kehitys ovat konkreettisia syitä siirtyä analogisen tekniikan käytöstä digitaalitekniikkaan. Digitaalipiirejä, erityisesti signaaliprosessoreja käyttäen saavutetaan myös analogiseen toteutukseen verrattuna huomattavasti suurempi joustavuus erilaisten muutosten suhteen: uudet vaatimukset voidaan parhaassa tapauksessa toteuttaa kokonaan ilman laitteistotekniikan muutoksia, pelkästään ohjelmistoon tehtävillä korjauksilla.

Signaaliprosessorit ovat erityisesti digitaaliseen signaalien käsittelyyn suunniteltuja mikroprosesseja. Signaaliprosessoreiden suuri laskentakapasiteetti mahdollistaa sellaisten algoritmien käytön, joita aikaisemmin ei ole voitu ainakaan reaaliaikaisesti hyödyntää. Toisaalta vaikutus on myös vastakkaissuuntainen: algoritmien kehittyminen on saanut piristysruiskeen, koska signaaliprosessoreita käyttäen voidaan nopeasti testata algoritmeihin tehtyjen muutosten vaikutusta. Algoritmeissa tapahtuva kehitys on mahdollista haluttaessa hyödyntää jo toteutetuissa sovellutuksissa muuttamalla ohjelmistoa.

Lähtökohta tälle työlle oli korvata Sondi Oy:n VDX-hätäilmoitusvaihteessaan käyttämä R2-vastaanotinpiiri, joka on toteutettu sekä analogia- että digitaalitekniikkaa käyttäen, halvemmalla, vähemmän tilaa vievällä ja toiminnoiltaan monipuolisemmalla, tarkoitusta varten ohjelmoidulla signaaliprosessorilla. Tavoitteeksi asetettiin nelikanavaisen lähetinvastaanottimen kehittäminen.

Kehitystyö käynnistyi Wienin teknillisessä korkeakoulussa opiskelleen Mehran Moemenanin kartoituksella tarjolla olevista prosessori- ja algoritmivaihtoehdoista. Hänen työnsä perusteella päätettiin alustavasti käytettävistä algoritmeista ja prosessortyypistä. Valinta perustui eri algoritmien, lähinnä eri suodatinvaihtoehtojen suorituskyvyn simulointiin minitietokoneella sekä algoritmien alustavaan koodaukseen kehitysympäristönä käytetyn PC:n lisäkortilla toimivalle signaaliprosessorille. Kehitystyön alkuvaiheesta on kuitenkin käytettävissä niin vähän materiaalia, että tässä diplomityössä esitetyt johtopäätökset ja mielipiteet myös työn alkuvaiheista ovat omiani.

Jatkoin kehitystyötä vaiheesta, jossa algoritmien ja prosessorityypin valinta piti sine-
töidä lopullisesti. Lisätutkimusten jälkeen päätös vahvistettiin, vaikka vielä tässä vai-
heessa algoritmien ja prosessorin toimivuutta lopullisessa toimintaympäristössä ei ollut
päästy kokeilemaan; toisaalta prosessorin tyypin vaihtoa pidettiin tarvittaessa mahdolli-
sena.

Tässä diplomityössä käydään läpi R2-merkinantojärjestelmän pääpiirteet ja standar-
dissa asetetut vaatimukset lähettimille ja vastaanottimille. Sen jälkeen esitellään tarjolla
olevia vaihtoehtoja lähettimen ja vastaanottimen toteuttamiseksi. Valitun toteutustavan
kuvauksen jälkeen esitellään suorituskykymittaukset.

2. MFC R2 -MERKINANTOJÄRJESTELMÄ

Useampaa kuin yhtä merkinantotaajuutta käyttävää merkinantojärjestelmää nimitetään monitaajuusmerkinannoksi, josta käytetään lyhennettä MFC (Multifrequency Code).

R2-merkinantojärjestelmässä MFC-merkit muodostetaan lähettämällä samanaikaisesti 2 taajuutta 6, 5 tai 4 taajuuden ryhmästä. Järjestelmän toiminta kaksijohdinyhteyksillä on varmistettu määrittelemällä eteen- ja taaksepäin-merkkejä varten omat taajuusryhmät. Tämä työ on tehty 2/6-merkeille perustuvalla merkinannolla. Käytetyt taajuudet ovat:

eteenpäin-suunnassa

1380, 1500, 1620, 1740, 1860 ja 1980 Hz

ja taaksepäin-suunnassa

540, 660, 780, 900, 1020 ja 1140 Hz.

Taulukossa 1 on esitetty, miten taajuuksista on muodostettu käytetyt merkit.

Taulukko 1. Monitaajuuskoodin (MFC) kokoonpano

Merkki		Taajuus (Hz)					
Nro	Numeerinen arvo = $x + y$	Eteenpäin-suunta					
		1380	1500	1620	1740	1860	1980
		Taaksepäin-suunta					
		1140	1020	900	780	660	540
		Indeksi nro (x)					
		0	1	2	3	4	5
		Paino (y)					
		0	1	2	4	7	11
1	0 + 1	x	y				
2	0 + 2	x		y			
3	1 + 2		x	y			
4	0 + 4	x			y		
5	1 + 4		x		y		
6	2 + 4			x	y		
7	0 + 7	x				y	
8	1 + 7		x			y	
9	2 + 7			x		y	
10	3 + 7				x	y	
11	0 + 11	x					y
12	1 + 11		x				y
13	2 + 11			x			y
14	3 + 11				x		y
15	4 + 11					x	y

Nykyaikaisen puhelinverkon toiminta vaatii monipuolista merkinantoa. Verkon kes-
kukset välittävät toisilleen pyyntöjä haluamistaan palveluista tai kertovat omasta tilas-
taan.

Merkinanto jaetaan yleisesti muodostus- ja valvontamerkinantoon [Halme, Rahko,
1982]. Valvontamerkkejä käytetään yhteyden rakentamiseen ja tämän jälkeen yhteyden
valvontaan. Välitettäviä tietoja ovat esimerkiksi varaus, purkaminen, vastaus ja kuittaus.

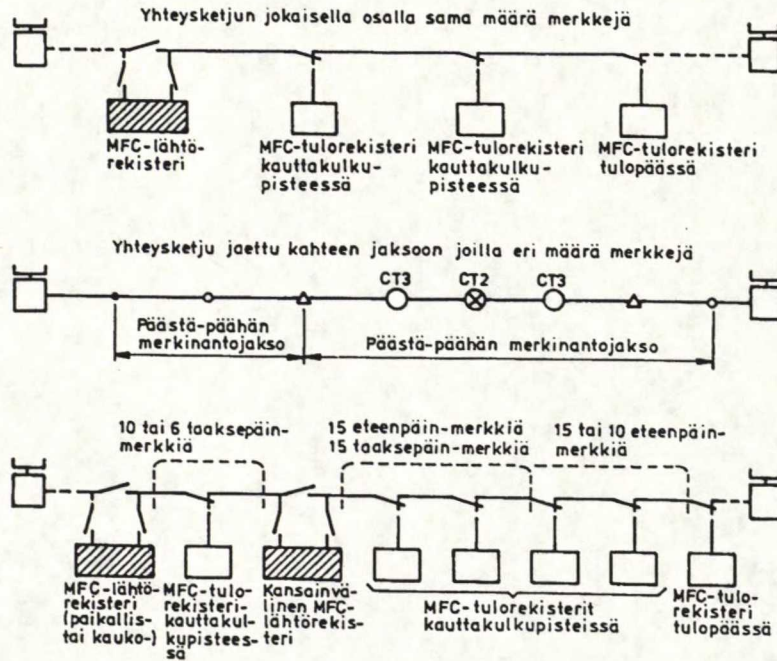
Muodostusmerkinannolla välitetään tieto paitsi tilaajan valitsemista numeroista myös puhelun luonteesta: onko kyseessä esimerkiksi tavallinen vai etuoikeutettu tilaaja tai datan siirto.

Luonnollinen valinta analogisen puhelinverkon merkinantotavaksi on äänitaajuinen merkinanto. Siinä välitettävä informaatio koodataan eri taajuisiksi merkkiääniksi, jotka voivat koostua yhdestä tai useammasta eri taajuisesta, sinimuotoisesta signaalista. Merkkiäänien sisältämien taajuuksien lukumäärästä riippuu merkin informaation välityskyky: usealla taajuudella pystytään välittämään runsaammin informaatiota kuin yhdellä. Merkinannolta vaadittava luotettavuus asettaa kuitenkin tiukat rajat taajuuksien suurimmalle luvulle: Vastaanottopäässä on pystyttävä tunnistamaan merkkiäänien kokoonpano puhekanavan suhteellisen kapeasta kaistasta (300 – 3400 Hz) huolimatta. Mitä useampaa taajuutta merkeissä käytetään, sitä kapeakaistaisempia suodattimia eli monimutkaisempaa ja kalliimpaa tekniikkaa tarvitaan. Monimutkaisten algoritmien käyttöä voi myös vaikeuttaa vastaanottimelle standardissa asetettujen toiminta-aikavaatimusten täyttäminen.

R2-merkinanto on standardoitu merkinantotapa, jota voidaan käyttää sekä valvonta- että muodostusmerkinannossa. Valvontamerkinanto perustuu johtomerkkien ja muodostusmerkinanto niin sanottujen rekisterimerkkien antamiseen. Tässä työssä toteutettu lähetinvastaanotin käsittelee vain muodostusmerkinantoa.

R2-merkinantojärjestelmä on standardoitu CCITT:n suosituksissa Q.400 ... Q.480 [CCITT, 1985]. Näiden suositusten pohjalta ovat Posti- ja telehallitus ja Puhelinlaitosten liitto ry julkaisseet ohjeen "Kansallinen R2-merkinantojärjestelmä" [1986], jossa esitetyt vaatimukset ja kriteerit ovat olleet lähtökohtana tässä työssä kuvattua ohjelmistoa kehitettäessä. Posti- ja telehallituksen ja Puhelinlaitosten liitto ry:n ohjeen on korvannut vuonna 1990 Suomen standardisoimisliiton julkaisema standardi [1990].

R2-rekisterimerkit välitetään koko käytettävän yhteyden yli. Yhteyden alkupäässä sijaitsevaa merkinantopistettä kutsutaan lähtörekisteriksi (kuva 1 [Posti- ja telehallitus, Puhelinlaitosten liitto ry 1986]). Merkkejä vastaanottavaa pistettä kutsutaan puolestaan tulorekisteriksi. Kullekin tulorekisterille lähetetään vain ne tiedot, joiden avulla se pysyy muodostamaan yhteyden edelleen. Yhteys voi jatkua yhdestä tulorekisteristä toiseen, mutta lähtörekisteri vaihtaa tietoja vain jonon viimeisimmän tulorekisterin kanssa.



Kuva 1. R2-merkinannon päästä-päähän periaate.

R2-lähtörekisteri ohjaa yhteyden muodostamista lähettämällä niin sanottuja eteenpäin-merkkejä ja vastaanottamalla taaksepäin-merkkejä. Tulorekisteri puolestaan vastaanottaa eteenpäin-merkkejä ja lähettää taaksepäin-merkkejä.

R2-rekisterimerkinanto on pakko-ohjattua. Tämä tarkoittaa, että lähtörekisteri lähettää eteenpäin-merkkiä kunnes se saa tulorekisteriltä kuittauksen ja toisaalta, että tulorekisterin on heti havaittuaan merkin lähetettävä siitä lähtörekisterille kuittaus. Samalla kun kuittaus välittää tiedon merkin vastaanottamisesta, se voi välittää myös tiedon, joka koskee esimerkiksi seuraavaksi haluttua eteenpäin-merkkiä, ilmaisee yhteyden muodostamisessa syntynyttä tilannetta (esimerkiksi estoa) tai muuttaa seuraavien taaksepäin-merkkien merkityksen. Taulukossa 2 on eteenpäin- ja taulukossa 3 taaksepäin-merkkien merkitykset [Suomen standardisoimisliitto, 1990].

Taulukko 2. MFC-eteenpäin-merkit

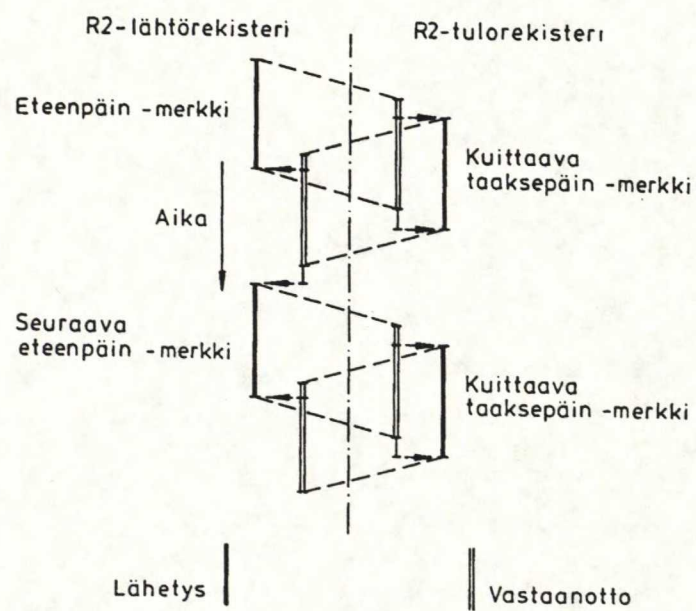
Merkki	Ryhmä I	Ryhmä II (Vastaus merkkeihin A-3 ja A-5.)
1	numero 1	tavallinen tilaajaliittymä kansallisessa liikenteessä
2	numero 2	etuoikeutettu tilaajaliittymä kansallisessa liikenteessä
3	numero 3	kokeilulaite kansallisessa liikenteessä
4	numero 4	rahapuhelin kansallisessa liikenteessä
5	numero 5	välittäjä kansallisessa liikenteessä
6	numero 6	dataliittymä kansallisessa liikenteessä
7	numero 7	tavallinen tilaajaliittymä kansainvälisessä liikenteessä
8	numero 8	dataliittymä kansainvälisessä liikenteessä
9	numero 9	etuoikeutettu tilaajaliittymä kansainvälisessä liikenteessä
10	numero 0	välittäjä, apuvälittäjän kutsumahdollisuus kansainvälisessä liikenteessä
11	vr:n erikoispalvelupaikan tunnus	siirretty puhelu
12	pyyntöä ei hyväksytty	varalla kansallisiin tarkoituksiin
13	kokeilulaitteen tunnus	kytkettävä käyttäen digitaalista tietä
14	varattu puhelinlaitosten sisäiseen käyttöön	varalla kansallisiin tarkoituksiin
15	numeronlähetyksen loppu	varalla kansallisiin tarkoituksiin

Taulukko 3. MFC-taaksepäin-merkit

Merkki	Ryhmä A	Ryhmä B
1	lähetä seuraava numero ($n + 1$)	tilaajaliittymä vapaa, puhelun jäljitys
2	lähetä edellinen numero ($n - 1$)	lähetä opasteääni
3	siirry vastaanottamaan B-merkkejä	tilaajaliittymä varattu
4	esto kansallisessa verkossa	esto
5	ilmoita A-tilaajan luokka	kytkemätön numero
6	kytke läpi puhutie	tilaajaliittymä vapaa, maksullinen
7	lähetä numero $n-2$	varalla
8	lähetä numero $n-3$	tilaajaliittymä epäkunnossa
9	ilmoita A-tilaajan kansallinen numero	ohjaa puhelu tuloverkkoryhmän puhelinpalveluun
10	varattu puhelinlaitosten sisäiseen käyttöön	tilaajanumero muuttunut

Seuraavassa esitetään vielä pakko-ohjatun merkinannon toiminta tiivistettynä [Posti- ja telehallitus, Puhelinlaitosten liitto ry 1986] (kuva 2):

- Johdon varauksen jälkeen R2-lähtörekisteri lähettää ensimmäisen eteenpäin-merkin
- R2-tulorekisterin tunnistettua eteenpäin-merkin se alkaa lähettää taaksepäin-merkkiä, jolla on tietty oma merkitys, mutta joka samalla toimii kuittausmerkkinä
- R2-lähtörekisterin tunnistettua kuittausmerkin se lopettaa eteenpäin-merkin lähettämisen
- Kun R2-tulorekisteri tunnistaa eteenpäin-merkin päättymisen, se lopettaa taaksepäin-merkin lähettämisen
- Kun R2-lähtörekisteri tunnistaa taaksepäin-merkin päättymisen, se voi tarvittaessa aloittaa uuden eteenpäin-merkin lähettämisen



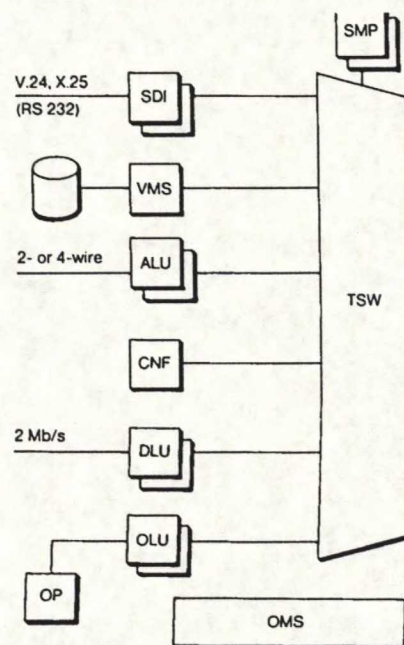
Kuva 2. Pakko-ohjattu monitaajuinen merkinanto [Posti- ja telehallitus, Puhelinlaitosten liitto ry 1986]

3. TOTEUTUSYMPÄRISTÖ

3.1. VDX-järjestelmä

R2-lähetinvastaanotin suunniteltiin Sondi Oy:n VDX-järjestelmää varten. VDX-järjestelmä on digitaalinen erikoisvaihdejärjestelmä, joka on muun muassa palo- ja pelastustoimen ja rautateiden käytössä.

SMP = Switch Module Processor
TSW = Time Switch
SDI = Serial Data Interface
VMS = Voice Message System
ALU = Analog Line Unit
CNF = Conference Unit
DLU = Digital Line Unit
OLU = Operator Line Unit
OP = Operator Position
OMS = Operating and Maintenance System



Kuva 3. VDX-järjestelmän yleiskuva [Sondi Oy.]

VDX-järjestelmän sydämen muodostavat kytkinmoduulit [Sondi Oy, 1991]. Fyysisesti kytkinmoduuli on yksi laitekehikko. Laitekehikko sisältää tehonsyöttöyksikön, ohjausprossessorin (SMP), aikakytkinyksikön (TSW) ja linjayksiköitä (LU) (kuva 3).

Ohjausprossessori valvoo ja ohjaa kytkinmoduulin toimintaa. Aikakytkinyksikkö puolestaan yhdistää kytkinmoduulit toisiinsa. Linjayksiköt soveltuvat järjestelmään kytkettävät yhteydet järjestelmän sisäiseen 32-kanavaiseen PCM-väylään. Linjayksiköt voivat olla sekä kaksi- että nelijohtimisten yhteyksien liitäntöjä tai välityskojeiden liitäntöjä. Seuraavassa on lueteltu käytettävissä olevat analogiset liitäntätyypit. Niiden lisäksi on olemassa liitäntäyksiköt digitaalista 2 Mbit/s ja erillistä välityskojetta varten.

Analogiset liitännät:

- 2LU/CB, puhelinkoneiden ja CB-järjestelmien liitännät
- 2LU/LB, liitännät LB-keskuksiin ja LB-puhelimiin
- MLU/KP, komentopuhelimien liitännät
- 2LU/AT, kaksijohtimiset liitännät yleisiin ja erillisiin puhelinverkkoihin
- 4LU, nelijohtimiset liitännät yhteyksille E&M-merkinantopiireillä
- 4LU/R2, nelijohtimiset liitännät R2-merkinannolla
- MLU/KH, liitäntä kaupunkihätäpuhelinkestittimeen
- MLU/KK, liitäntä kaukokuulutuksen asemalaitteisiin
- MLU/OL, oikoliikenneliitäntä toiseen VDX-vaihteeseen

Tässä työssä käsiteltävä signaaliprosessori toimii 4LU/R2-linjayksikössä. Signaaliprosessori liittyy yksikössä CCITT:n suosituksen G.711 mukaiseen PCM-liitäntään. Signaaliprosessori ei toimi itsenäisesti vaan sitä ohjaa isäntä- eli host-prosessori, joka tässä työssä oli kahdeksanbittinen yleisprosessori. Isäntäprosessori ja signaaliprosessori kommunikoivat signaaliprosessorin niin sanotun coprocessor-liitännän kautta.

Signaaliprosessori ilmoittaa isäntäprosessorille havaitsemistaan pätevistä merkeistä. Isäntäprosessori tekee tämän tiedon pohjalta johtopäätökset ja antaa tarvittaessa signaaliprosessorille käskyn esimerkiksi kuittausmerkin lähettämisestä. Signaaliprosessori ei siis tee mitään korkeamman tason päätöksiä, vaan ainoastaan etsii vastaanottamastaan signaalista päteviä merkkejä, ilmoittaa löytämistään merkeistä ja lähettää haluttuja merkkejä isännältä saamiensa ohjeiden mukaan.

3.2. Signaaliprosessori

Signaaliprosessoreiden lisääntynyt käyttö on johtanut suurten valmistussarjojen myötä yksikköhinnan laskuun. Toisaalta suurimmille sovellusaloille on suunniteltu omia erikoisversioita. Yksi tällainen on toteutusympäristöksi valittu Texas Instrumentsin signaaliprosessori TMS320E17 [Texas Instruments, 1988]. Se on tarkoitettu erityisesti tietoliikennekäyttöön.

Vaatimuksena valittavalle signaaliprosessorille oli riittävä nopeus, sopivuus pieniin tuotantosarjoihin, vähäinen oheiskomponenttien määrä toteutuksessa ja riittävä kehitystuki sovellusten ohjelmoimiseksi.

Signaaliprosessorin valinta oli kohtalaisen helppoa siksi, että valintaa tehtäessä TMS320-perhe oli ainoa signaaliprosessorisarja, jossa oli tarjolla sisäisellä EPROM-muistilla varustettuja piirejä. Tämä taas oli mitä sopivin ominaisuus testattavuutta ja

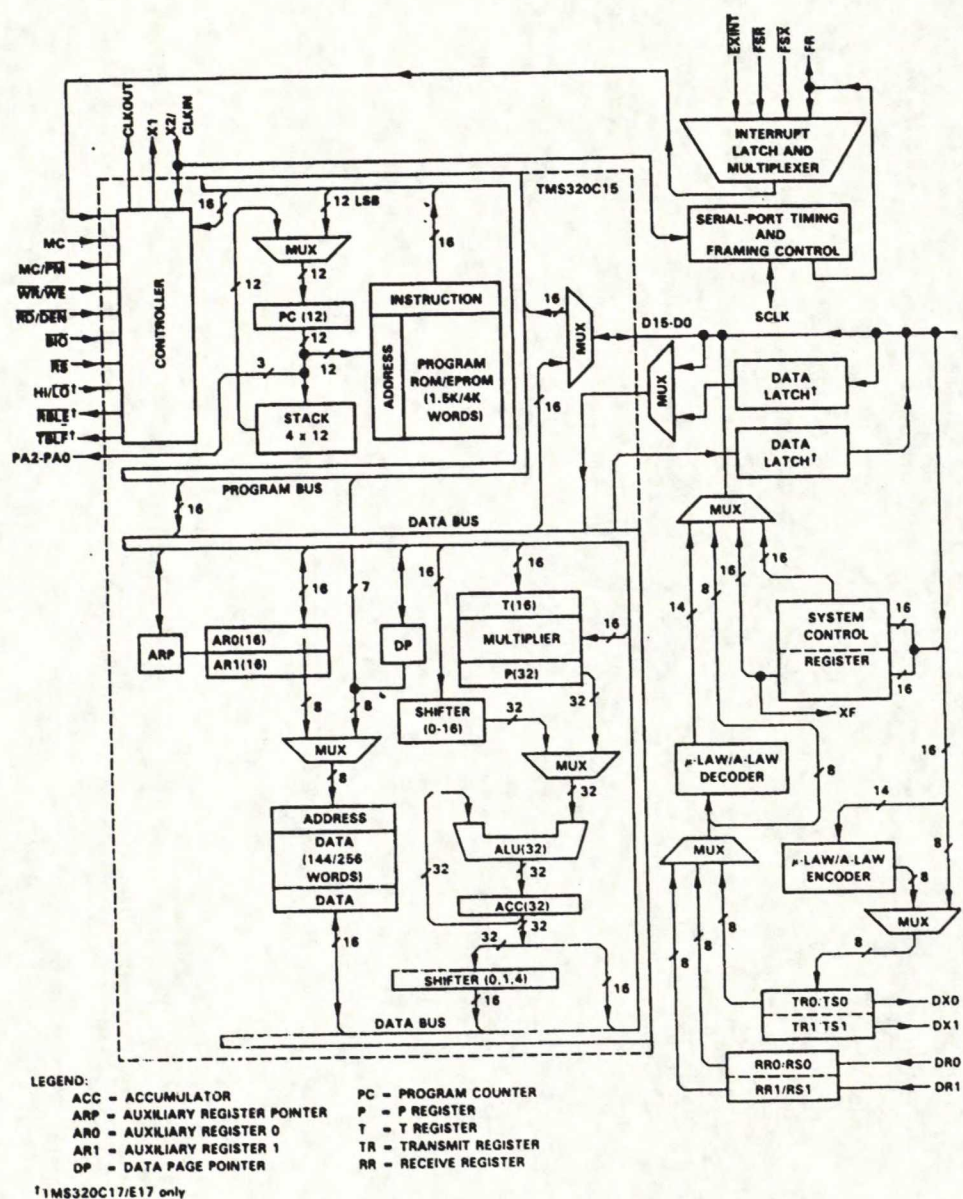
pieniä tuotantosarjoja ajatellen. Kun perheeseen kuului vielä erityisesti tietoliikenne-käyttöön ajateltu TMS320E17, joka sisälsi sisäisen 4 kilosan EPROM:in lisäksi kovolla toteutetut μ - ja A-lain mukaiset enkooderin ja dekooderin, oli tarpeelliset vaatimukset täytetty.

Käytetyn signaaliprosessorin ominaisuudet pääpiirteissään ovat seuraavat [Texas Instruments, 1988]

- sanan pituus 16 bittiä
- 256 sanaa RAM-muistia
- 4 kilosan sisäinen ohjelmamuisti
- kaksi sarjaliikenneporttia sekä ulos että sisään
- valmis isäntäprosessorin liitäntä
- μ - ja A-lain mukaiset enkooderi ja dekooderi
- suurin käytettävissä oleva kellotaajuus 20,5 MHz
- käskyjakson kesto 200 ns

Prossessorissa käytetään kiinteän pilkun aritmetiikkaa. Sen käskyt ovat pääasiassa yhden sanan mittaisia ja ne suoritetaan yhden käskyjakson aikana. Digitaalisessa signaalinkäsittelyssä tärkeä kertolasku suoritetaan myös yhdessä käskyjaksossa. Hyödyllinen on myös prosessorin ylivuoto-toimintamuoto (overflow mode), jonka avulla pystytään estämään akun ylivuoto laskutoimitusten yhteydessä: jos laskuoperaation tulos ylittää akun kapasiteetin, korvataan akun sisältö suurimmalla positiivisella tai negatiivisella luvulla tuloksen merkin mukaan. Prossessorissa käytetään niin sanottua Harvard-arkkitehtuuria. Prossessorin lohkokaavio on kuvassa 4.

Ohjelmiston kehityksessä on käytetty Texas Instrumentsin assembler-kääntäjää PC3.1 ja linkitintä v3.1. Testauksessa on käytetty Atlanta Signal Processors, Incorporated:in (eli ASPIn) Algorithm development package ohjelmistoa (versio 1.34) ja tähän liittyvää PC-lisäkorttia, joka sisältää muun muassa TMS320E17- prosessorin. Apuna on käytetty myös PC:lle kirjoitettuja Pascal-kielisiä ohjelmia.



Kuva 4. TMS320E17-prosessorin lohkokaavio.

Prosessoriin ei ole saatavissa mitään korkeamman tason kielenkääntäjiä, vaan prosessori ohjelmoidaan assembly-kielellä.

4. DIGITAALISEN ÄÄNITAAJUUSGENERAATTORIN TOTEUTUSTAPOJA

MFC-merkkiäänien generointi palautuu yleiseen sinisignaalin generointiin, joskin R2-merkkien kohdalla voidaan haluttaessa hyödyntää muodostettavien merkkien erityisominaisuuksia (60 Hz:n kerrannaisia, taajuudet alle 2000 Hz) jossain määrin [Veijalainen, 1975] [Thyssens, Verbist, 1979].

Digitaalitekniikassa yleisin tapa sinisignaalien generointiin on taulukkoon tallennettujen näytteiden hyväksikäyttö.

Toisena tapana mainittakoon analogiamailman sinigeneraattoreille hyvin läheistä sukulaa oleva suodatinmalliin perustuva sinisignaalin generointi: Suodattimen parametrit valitaan niin, että suodatin rupeaa värähtelemään. Jos käytettävissä on riittävä laskentatarkkuus, voidaan parametrit mitoittaa niin tarkasti, että värähtelyn amplitudi on stabiili. Suodatinsuunnittelun termein asia voidaan ilmaista sanomalla, että suodattimen napojen tulee z-tasossa sijaita tarkasti yksikköympyrän kehällä.

Sinisignaalien generoinnissa taulukoita käyttäen on monia eri variaatioita. Suorassa taulukkohaussa L kappaletta tasavälein otettuja näytteitä on talletettu muistiin [Schanerberger, Awad, 1990]. Siniaallon neljänneksen tallettaminen on riittävää, mutta sovellusten ohjelmointi on helpompaa, jos talletetaan yhden koko jakson näytteet. Seuraavassa oletetaan, että muistiin on talletettu koko jakso. Näytteiden välinen vaihe-ero on tällöin $\Delta\theta = 2\pi/L$. Jos näytteitä generoidaan aikavälein T , voidaan syntesoida ilman vääristymää (säröä) taajuudet, jotka ovat taajuuden $1/LT$ kerrannaisia:

$$\frac{1}{LT}, \frac{2}{LT}, \dots, \frac{d}{LT}, \dots, \frac{L/2}{LT}$$

missä d on kokonaisluku. Kyseiset taajuudet syntyvät, kun taulukkoon osoittavaa laskuria kasvatetaan halutulla kokonaislukuarvolla d ja näytteitä otetaan T :n välein. Suurimman näin generoitavan taajuuden määrää näytteenottoteoreema: taajuudella $1/(2T)$ jaksosta otetaan vain kaksi näytettä.

Jos halutaan generoida taajuus $d/(LT)$, missä d ei ole kokonaisluku, käytetään murtoosaosoitusta: taulukon osoittimella on kokonaislukuosan lisäksi murto-osa binaarisessa esitysmuodossa.

Olkoon T_s yhden näytteen generoimiseen kuluva aika. Kun halutaan generoida taajuus f , on taulukon osoitelaskuria kasvatettava arvolla

$$d = T_s L f. \quad (1)$$

d:n kokonaisuudessa on tällöin $\log_2 L$ bittia. Taajuusresoluutio saadaan tästä differentioimalla:

$$d(d) = T_s L df$$

$$\Leftrightarrow df = \frac{d(d)}{T_s L}$$

Näin ollen, jos d:n murto-osan bittien lukumäärä on N_F , saadaan taajuusresoluutioksi Δf

$$\Delta f = \frac{2^{-N_F}}{L T_s}. \quad (2)$$

Suurin generoitavissa oleva taajuus on

$$f_{\max} = \frac{1}{2T_s} \quad (3)$$

näytteenottoteoreemaan perustuen. Huomattakoon, ettei T_s :n tarvitse olla näytteen laskennan vaatima aika, vaan se voi olla valittu näyteväli, esimerkiksi 1/(8 kHz) eli 125 μ s

Murto-osaosoitusta käytettäessä vain taulukko-osoittimen kokonaisuutta käytetään muistin osoittamiseen. Tästä johtuen generoitu signaali ei ole puhdasta siniä, vaan aaltomuoto, joka saadaan, kun siniaallosta otetaan näytteitä epäsäännöllisin välein eli näytteenottotaajuus vaihtelee. Tuloksena on säröä. Säröä voidaan vähentää interpoloimalla taulukkoon tallennettujen näytteiden välisiä arvoja. Koodia tarvitaan tällöin enemmän, joten suurin generoitavissa oleva taajuus pienenee.

Ensimmäinen vaihe näytteiden väliarvojen estimoimiseksi on lineaarinen interpolaatio. Olkoon taulukko-osoittimen arvo $nd = I + F$, missä I on osoittimen kokonais- ja F murto-osa. Lineaarinen interpolaatio perustuu approksimaatioon

$$\sin [\Delta\theta(I + F)] \approx \sin (\Delta\theta \cdot I) + F\{\sin [\Delta\theta(I + 1)] - \sin (\Delta\theta \cdot I)\} \quad (4)$$

missä $\Delta\theta = 2\pi/L$. Ensimmäinen sinitermi vastaa taulukoituja arvoja. Termi, jonka kertoimena F on, vastaa kulmakertoimen arvoja, jotka on tallennettu toiseen L :n mittaiseen taulukkoon. Kulmakertoimen arvot voidaan laskea myös reaaliaikaisesti, jos prosessoriaikaa on riittävästi käytettävissä.

Lineaarisen interpolaation asemesta voidaan lähteä liikkeelle seuraavasta trigonometrisestä identiteetistä

$$\sin [\Delta\theta(I + F)] = \sin (\Delta\theta \cdot I) \cdot \cos (\Delta\theta \cdot F) + \sin (\Delta\theta \cdot F) \cdot \cos (\Delta\theta \cdot I) \quad (5)$$

Kaavassa näyttäisi olevan neljä arvoa, jotka tulisi tallettaa taulukkoon. Sinin ja kosinin arvot saadaan kuitenkin vaihesiirrolla samasta taulukosta, joten selvittään kolmella taulukolla. Jos kokonaisuus d varten on L_I :n ja murto-osaa varten L_F :n pituinen taulukko, saadaan tällä menetelmällä särö yhtä alhaiseksi, kuin se olisi käytettäessä suoraa taulukkohakua taulukkopituudella $L_I L_F$.

5. DIGITAALISEN MONITAAJUUSVASTAANOTTIMEN TOTEUTUSTAPO- JA

Vastaanottimen tehtävänä on selvittää, sisältääkö tuleva signaali päteviä merkkejä ja ilmoittaa mahdollisesti havaitsemastaan merkistä edelleen isäntäprosessorille. Pätevällä merkillä tarkoitetaan standardin vaatimukset täyttävää kahden taajuuden yhdistelmää.

Tehtävän suorittaminen vaatii taajuuksien riittävän tarkkaa ilmaisua ja tason mittamista. Koska ilmaistavien taajuuksien väli on 120 Hz, tarvitaan ilmaisussa kapeakaistaista suodatinta.

Valittaessa sopivaa toteutustapaa on lähdettävä liikkeelle laitteiston asettamista rajoituksista, jos niitä on. Tässä työssä toteutusympäristöksi valittu signaaliprosessori (TMS320E17) asettaa melko suuriakin rajoituksia toteutuskelpoisen ohjelmiston suhteen. Merkittävin rajoitus on signaaliprosessorin datamuistin koko, joka on 256 sanaa. Toisin sanoen nelikanavaisuuteen pyritäessä yhtä kanavaa kohti olisi 64 muistipaikkaa käytettävissä. Datamuistin rajallisuus vaikutti vastaanottimen (ja lähettimen) toteutukseen myös siten, että tavoitteeksi asetettua nelikanavaisuutta lähestyttiin varovasti toteuttamalla ensin toimiva yksikanavainen ratkaisu, jonka toimivuuden ja käyttämän tilan arvioinnin jälkeen oli tarkoitus lisätä kanavien lukumäärää. Jotta työmäärä kanavia lisättäessä pysyisi kohtuullisena ja olisi mahdollista mahdollisimman vähäisin koodin muutoksia, ohjelman tietorakenteet suunniteltiin alusta alkaen nelikanavaisuutta silmällä pitäen.

Myös ajalliset rajoitukset oli otettava huomioon: Pyritäessä nelikanavaisuuteen 8 kHz:n näytteenottotaajuudella jää yhtä kanavaa ja näytettä kohti $1/200 \text{ ns} \cdot 1/8000 \text{ Hz} \cdot 1/4 \approx 156$ käskyjaksoa. Näin ollen vaikka esimerkiksi suodatinkertoimet voitaisiin tallettaa ja lukea pelkästään ohjelmamuistista, vie tämä vähintään kolme ylimääräistä käskyjaksoa jokaista luettavaa suodatinkerrointa kohti verrattuna siihen, että suodatinkertoimet voitaisiin tallettaa datamuistiin.

Datamuistin rajoitettu koko vaikutti erityisesti MFC-merkkien tunnistusalgoritmin valintaan. Algoritmin valintaan vaikutti myös tehtävän luonne: Taajuudet, joita pyrittiin jäljittämään, tunnettiin. Niin ikään tiedettiin taajuuksien lukumäärä.

Kirjallisuudesta ([Agarwal, Sudhakar, Agrawal, 1984], [Agnew, 1983], [Baugh, 1977], [Braun, 1975], [Denenberg, 1976], [Hepo-oja, 1990], [Kay, 1987], [Linnaluoma, 1984] [O'Leary, Maloberti, 1991], [Proudfoot, 1972], [Thyssens, Verbist, 1979], [Vejjalainen, 1975]) löytyneet tavat monitaajuusmerkkien tunnistamiseen ovat karkeasti

jaettavissa kolmeen pääluokkaan: 1) perinteiset kaistanpäästösuodatukseen perustuvat, 2) korrelaattorityyppiset ja 3) spektrin estimointiin perustuvat menetelmät.

5.1. Perinteiset suodattimet

Perinteisillä suodattimilla tarkoitetaan tässä yhteydessä FIR- (Finite Impulse Response) ja IIR- (Infinite Impulse Response) tyyppisiä suodattimia.

Kapeakaistaiset suodattimet ovat vanhin tapa toteuttaa monitaajuusvastaanotin [Linnaluoma, 1984] ,[Veijalainen, 1975]. Tätä analogiatekniikassa runsaasti käytettyä tekniikkaa on hyödynnetty myös digitaalimaailmassa, sielläkin mittavassa määrin.

Jos R2-vastaanottimessa halutaan käyttää FIR-pohjaista kaistanpäästösuodatinta taa-juuksien ilmaisuun, tulee suodattimesta melko pitkä. Lähteessä [Braun, 1975] todetaan toimivan R2-vastaanottimen Chsebysev-tyyppisten suodattimien olevan pituudeltaan 127. Myös omissa Atlanta Signal Processors:in suodatinsuunnittelupaketilla tekemissani kokeiluissa saatoinkin todeta astelukua 100 olevan suodattimen vain heikosti toteuttavan toivotut suodatusominaisuudet. Kun ajatellaan TMS320E17-prosessorin sisältämiä 256 datamuistipaikkaa, havaitaan FIR-suodattimen olevan poissuljettu.

Lähteessä [Braun, 1975] todetaan edelleen, että asteluvun 6 elliptinen IIR-suodatin ylittää yhtä hyvään suorituskyykyyn kuin 127-pituinen FIR-suodatin. Yleisessä tapauksessa astelukua 6 oleva elliptinen suodatin vaatii vähintään 20 muistipaikkaa ilmaistavaa taa-juutta kohti. Kun R2-vastaanottimessa ilmaistavia taa-juuksia on 6, todetaan tämäkin ratkaisu sangen epäkäytännölliseksi, nelikanavaisuutta tavoiteltaessa jopa mahdottomaksi.

5.2. Korrelaattorit

Korrelaatioon perustuvilla menetelmillä ([Agnew, 1983], [Baugh, 1977], [Hepo-oja, 1990], [Proudfoot, 1972]) on yhteistä se, että niiden lähtökohtana on Fourier-muunnos tai ne ovat hyvin lähellä sitä. Esimerkiksi niin sanottu kvadratuuri-ilmaisoin on lähinnä modifioitu Fourier-muunnoksen sovellus.

Fourier-muunnokseen pohjautuminen on ymmärrettävää, jos hieman tarkastellaan ky-seistä muunnosta: Fourier-muunnoshan määritellään yleisesti näytejonolle $x(n)$ seuraavasti [Oppenheim, Schafer, 1975]:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j\omega n} \quad (6)$$

Olkoon $x(n)$ äärellisen pituinen näytejono, jonka pituus on N näytettä siten, että $x(n) = 0$ kaikkialla muualla paitsi välillä $0 \leq n \leq (N - 1)$. Jos näytejonon pituus on $M \leq N$, voidaan sitä pitää N :n pituisena näytejonona, jonka viimeiset $(N - M)$ näytettä ovat nollija. Merkitään $W_N = e^{-j(2\pi/N)}$. Tällöin N -pituisen näytejonon diskreetti Fourier-muunnos voidaan kirjoittaa

$$X(k) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn}, & 0 \leq k \leq N-1 \\ 0 & \text{muualla} \end{cases} \quad (7)$$

Estimaattina $(2N - 1)$ pituisen näytejonon autokorrelaatiolle voidaan kirjoittaa

$$c_{xx}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x(n)x(n+m), \quad |m| \leq N-1 \quad (8)$$

Tehotiheysspektrin estimaattina voidaan käyttää c_{xx} :n Fourier-muunnosta, jota kutsutaan myös periodogrammiksi:

$$I_N(\omega) = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} c_{xx}(m)e^{-j\omega m} \quad (9)$$

Voidaan osoittaa, että

$$I_N(\omega) = \frac{1}{N} \left| X(e^{j\omega}) \right|^2, \quad (10)$$

toisin sanoen periodogrammi voidaan laskea suoraan signaalin Fourier-kertoimista. Kaavat kertovat samalla yhteyden signaalin autokorrelaation ja signaalille laskettujen Fourier-kertoimien välillä.

Lähteessä [Agnew, 1983] on esitetty korrelaattori, jonka ulostulon (signaalin approksimoidun energian tietyllä taajuudella) jatkuva päivittäminen vaatii neljä kertolaskua ja neljä yhteenlaskua näytettä kohti. Jatkuva päivittäminen vaatii näytteiden tallentamista ajalta, jolta korrelaatiota lasketaan. Artikkelissa ei oteta suoraan kantaa siihen, kuinka pitkää korrelaatiojaksoa esimerkiksi R2-merkkien vastaanotossa tulisi käyttää, mutta esitettyjen simulointitulosten perusteella voi päätellä näytteitä tarvittavan vähintään suuruusluokkaa 100 kappaletta. Datamuistin tarve on toisin sanoen aivan liian suuri sovel-

luskohdettamme ajatellen. Jos kuitenkin tyydytään päivittämään korrelaattorin ulostuloa vain silloin, kun yksi korrelaation laskentajakso on saatu päätökseen, voidaan jo käsitelty näytteet unohtaa ja summata tulokset yhteen muistipaikkaan. Laskuoperaatioiden tarve yhtä näytettä kohti vähenee myös kahdella yhteenlaskulla. Näin muunnettuna korrelaattoripohjainen ratkaisu tuntuu hyvin houkuttelevalta: kaistanpäästösuodatus voidaan toteuttaa minimaalisella muistintarpeella ja vähäisin laskutoimituksin.

5.3. Spektrin estimointi

Periodogrammia käytetään spektrin estimoinnissa, mutta koska sen laskeminen pohjautuu korrelaation käyttöön, on periodogrammi käsitelty edellä kappaleessa Korrelaattorit.

Useimmat spektrin estimointimenetelmät ovat laskennallisesti liian raskaita R2-merkien vastaanottoa ajatellen. Lähteessä [Denenberg, 1976] on kuitenkin esitetty nimenomaan monitaajuusmerkinantoa varten sovellus, jossa käytetään hyväksi spektrin momenttien estimaattoreita.

Menetelmässä käytetään hyväksi spektrin kolmea ensimmäistä momenttia: teho (P), keskimääräinen tehollinen taajuus (power mean frequency) (f_a) ja keskimääräinen neliöllinen kaistanleveys (mean square bandwidth) (b^2). Nämä määritellään signaalin tehospektrin $S(f)$ avulla seuraavasti:

$$P = \int_f S(f) df \quad (11)$$

$$f_a = \frac{1}{P} \int_f f S(f) df \quad (12)$$

$$b^2 = \frac{1}{P} \int_f (f - f_a)^2 S(f) df \quad (13)$$

Momenttien estimointi perustuu kapeakaistaisen signaalin kompleksisen verhoikäyrän

$$x(t) = \alpha(t) + j\beta(t) \quad (14)$$

parametrien $\alpha(t)$ ja $\beta(t)$ laskemiseen signaalista. Itse signaali voidaan esittää kyseisiä parametrejä käyttäen kaavalla

$$s(t) = \alpha(t) \cos(2\pi f_0 t) - \beta(t) \sin(2\pi f_0 t), \quad (15)$$

missä f_0 (referenssitaajuus) sijaitsee signaalin spektrin keskivaiheilla. Parametri $\alpha(t)$ saadaan kertomalla signaali paikallisesti generoidulla taajuudella f_0 , jonka huippuamplitudi on 2:

$$2 \cos(2\pi f_0 t) \cdot s(t) = \alpha(t)[1 + \cos(4\pi f_0 t)] - \beta(t) \sin(4\pi f_0 t). \quad (16)$$

Kun tämä tulos alipäästösuodatetaan siten, että komponentit taajuuden $2f_0$ lähistöllä saadaan poistettua, on tuloksena $\alpha(t)$. Vastaavalla menettelyllä saadaan $\beta(t)$.

Parametreja $\alpha(t)$ ja $\beta(t)$ käyttäen voidaan esimerkiksi teholle saada estimaatti

$$\hat{P} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [\alpha_k^2 + \beta_k^2], \quad (17)$$

missä N on käsiteltyjen näytteiden lukumäärä.

Puuttumatta menetelmän muuhun toimivuuteen voidaan jo tässä vaiheessa sanoa, ettei menetelmän käyttö tuo laskennallisia säästöjä edellä kuvattuun periodogrammin hyväksikäyttöön verrattuna, koska parametrien $\alpha(t)$ ja $\beta(t)$ laskeminen vaatii jo yksin saman verran laskentaa (ja samalla myös muistia) kuin periodogrammin laskenta. Itse asiassa parametrien $\alpha(t)$ ja $\beta(t)$ laskemisessahan on kyse lähes samasta asiasta kuin taajuuden f_0 Fourier-kertoimien laskennasta.

Muiden spektrin estimointimallien soveltuvuutta edellä kuvatun Denenbergin menetelmän (ja periodogrammin) lisäksi ei tutkittu. Menettelyä puoltaa esimerkiksi se, että lähteen [Kay, 1987, s. 408] mukaan periodogrammin maksimikohta on suurimman uskottavuuden (most likelihood) estimaatti signaalissa esiintyvän yksittäisen sinin taajuudelle. Sama pätee myös useammalle taajuudelle sillä edellytyksellä, että periodogrammi pystyy erottelemaan taajuudet toisistaan, toisin sanoen taajuudet ovat riittävän kaukana toisistaan käytettyä periodogrammin laskentapituuksia ajatellen.

6. MFC-LÄHETIN

6.1. Lähetintä koskevat vaatimukset

Seuraavissa kappaleissa esitetyt vaatimukset ovat lähteestä Kansallinen R2-merkinantojärjestelmä.

6.1.1. Vaatimukset lähetettävälle taajuuksille

Lähettimen tulee pystyä lähettämään kuutta eteenpäin- ja kuutta taaksepäin-taajuutta. Lähetettävien eteenpäin-merkkien taajuudet ovat

$$f_{0, fw} = 1380 \text{ Hz}$$

$$f_{1, fw} = 1500 \text{ Hz}$$

$$f_{2, fw} = 1620 \text{ Hz}$$

$$f_{3, fw} = 1740 \text{ Hz}$$

$$f_{4, fw} = 1860 \text{ Hz}$$

$$f_{5, fw} = 1980 \text{ Hz}$$

Taaksepäin-taajuudet ovat puolestaan

$$f_{0, bw} = 1140 \text{ Hz}$$

$$f_{1, bw} = 1020 \text{ Hz}$$

$$f_{2, bw} = 900 \text{ Hz}$$

$$f_{3, bw} = 780 \text{ Hz}$$

$$f_{4, bw} = 660 \text{ Hz}$$

$$f_{5, bw} = 540 \text{ Hz}$$

Lähetettävän taajuuden taajuuspoikkeama nimellisarvosta saa lähetyspisteessä olla enintään ± 4 Hz.

6.1.2. Lähetystehotasolle asetetut vaatimukset

Lähtötasolle on määritelty vaatimukset epäsuorasti siten, että

- MFC-vastaanottoon tuleva taso ei saa ylittää arvoa - 5 dBm eikä alittaa arvoa - 35 dBm.
- R2-lähtö- ja tulorekisterin lähettämien merkkien taso kaukokeskuksen kytkentäpisteessä ei saa olla yli - 10,5 dBm, kun otetaan huomioon eri syistä aiheutuvat vaihtelut
- R2-tulorekisterin lähettämien taaksepäin-merkkien tason on täytettävä CCITT:n suosituksissa [CCITT, 1985] asetetut vaatimukset.

Edellä mainituilla tasoarvoilla tarkoitetaan yksittäisen, jatkuvasti lähetettävän merkkitaajuuden tasoa.

Lueteltujen yleisten vaatimusten pohjalta on CCITT:n standardin pohjalta johdettavissa 4-johtimisille MFC-merkinantolaitteille, jotka oletetaan kytketyiksi suoraan keskuksen kytkentäpisteeseen, seuraavat vaatimukset:

1. Kunkin jatkuvasti lähetetyn merkkitaajuuden absoluuttisen tehotason nimellisarvo on - 11,5 dBm toleranssin ollessa $\pm 1,0$ dB.
2. MFC-merkin muodostavien kahden taajuuden tasojen erotus saa olla enintään $\pm 1,0$ dB.
3. Asetteluvirhe (eli tarkkuus, jolla taso on asetettavissa halutuksi) saa olla enintään $\pm 0,5$ dB.
4. Kaikkien harmonisesta säröstä ja keskeismodulaatiosta johtuvien taajuuksien yhteisen tehotason taajuusalueella 300 ... 3400 Hz on oltava vähintään 37 dB alle kunkin merkkitaajuuden tason.
5. MFC-merkin muodostavien taajuuksien lähetys on aloitettava samanaikaisesti siten, että alkamishetkien välinen aikaero on enintään 1 ms. Taajuuksien lähetyksen on päättyttävä vastaavasti enintään 1 ms:n aikatoleranssilla.

6.2. Lähettimen toteutus

Lähettimen toteutustavaksi valittiin suora taulukkohaku. Tämän katsottiin tarjoavan riittävän suorituskyvyn, varsinkin kun vastapainona on algoritmin helppo ohjelmoitavuus. Algoritmien toteutuksen vaativuus korostuu erityisesti, kun ohjelmointikielenä on assembler.

Suora taulukkohaku oli hyvin taloudellinen valinta myös siksi, että lähetin saatiin näin oikeastaan vastaanottimen toteutuksen oheistuotteena. Tämän vuoksi toteutuksen yksityiskohtiin palataan vastaanottimen toteutuksen yhteydessä.

7. MFC-VASTAANOTIN

7.1. Tunnistusta koskevat vaatimukset

Standardissa R2-merkinantojärjestelmälle asetetut vaatimukset vastaanottimelle ovat seuraavat:

Herkkyysalue

Vastaanottimen on kyettävä vastaanottamaan merkkejä, joiden tehotaso on - 35 ... - 5 dBm keskuksen kytkentäpisteessä mitattuna.

Toiminta-aika

Vastaanottimen toiminta-aika muodostuu niin sanottujen veto- ja päästöajan summasta. Termit lienevät perua reletekniikan ajalta, mutta sinänsä edelleen kuvaavia. Vetoaika on se aika, joka vastaanottimelta menee merkin tunnistamiseen, toisin sanoen aika siitä, kun pätevä merkki kytketään vastaanottimen sisääntuloon siihen, kun vastaanotin ilmoittaa tunnistaneensa merkin. Päästöaika vastaavasti on aika siitä, kun merkki loppuu vastaanottimen sisääntulossa, siihen, kun vastaanotin ilmoittaa merkin päättyneen.

Veto- ja päästöajat riippuvat muun muassa seuraavista tekijöistä

- MFC-merkin muodostavan kahden taajuuden alkamishetkien erosta
- näiden kahden taajuuden tasoista
- näiden kahden taajuuden tasojen erosta
- häiriöjännitteen tasosta, spektristä ja esiintymisajankohdasta

Toiminta-aikavaatimukset on määritelty kahdelle testimerkille, joita nimitetään A- ja B-testimerkiksi.

Testimerkki A:

Testimerkin muodostaa jokin kuudesta taajuudesta muodostettu 2/6-merkki. Kumpikin taajuus poikkeaa nimellisarvosta enintään ± 5 Hz. Kummankin taajuuden taso on välillä - 5 ... - 20 dBm. Kahden taajuuden tasot saavat poiketa toisistaan enintään 3 dB.

Testimerkki B:

Testimerkki muodostuu kahdesta taajuudesta kuten testimerkki A:kin. Taajuuspoikkeamaa sallitaan nimellisarvosta enintään ± 10 Hz. Kummankin taajuuden taso on oltava välillä - 5 ... - 35 dBm. Kahden taajuuden tasot saavat poiketa toisistaan enintään 5 dB, jos kyseessä ovat vierekkäiset taajuudet (taajuuksien ero 120 Hz), ja 7 dB, jos kyseessä ovat ei-vierekkäiset taajuudet (taajuuksien ero > 120 Hz).

Toiminta-ajan mittauksessa saadaan testimerkkien A ja B lisäksi kytkeä häiriöitä, jotka ovat

- kaikissa tapauksissa yksi tai useampia niistä kuudesta taajuudesta, joille vastaanotin on tarkoitettu taajuuksien kokonaistehotason ollessa enintään - 55 dBm, kun MFC-merkkiä ei lähetetä. Kun MFC-merkkiä lähetetään, häiritseviä taajuuksia voi olla yksi tai useampia jäljellä olevista neljästä merkinantotaajuudesta kokonaistehotason ollessa 20 dB alle suurempitasoisen testimerkkitaajuuden tason.
- mitattaessa nelijohtimisia vastaanottimia mikä tahansa MFC-merkki, joka muodostuu kyseisen merkinantolaitteen lähetyksen lähettämistä taajuuksista. Häiritsevän merkin kummankin taajuuden taso saa olla enintään - 12,5 dBm.
- mitattaessa kaksijohtimista MFC-vastaanotinta mikä tahansa kyseisen merkinantolaitteen lähetyksen lähettämä merkki, kun kummankin taajuuden taso on enintään - 4 dBm ennen haarukkaa.

Edellä mainittujen häiriöiden ollessa kytkettynä on vetoajan ja päästöajan summan oltava ≤ 70 ms testimerkkiä A käytettäessä. Jos sen sijaan käytetään testimerkkiä B, on summan oltava ≤ 80 ms. Siinä tapauksessa, että toinen merkkitaajuuksista alkaa ennen ja myös päättyy ennen toista (esimerkiksi kulkuaikaviivästymän takia), saadaan edellä esitettyihin aikoihin lisätä 5 ms.

Kun edellä kuvatut häiriöt vaikuttavat, tulee vastaanottimen pystyä tunnistamaan pätevä merkki, jos sellainen on kytketty samanaikaisesti vastaanottimen ottoon. Toisaalta on kuitenkin olemassa tilanteita, jolloin vastaanotin ei saa tunnistaa: Kun vastaanotin on jo **tunnistanut** pätevän merkin, on sen siirryttävä lepotilaan myös silloin, kun merkki loppuu seuraavien häiriösignaalien vaikuttaessa joko yhtäaikaa tai erikseen:

- mikä tahansa yksittäinen taajuus

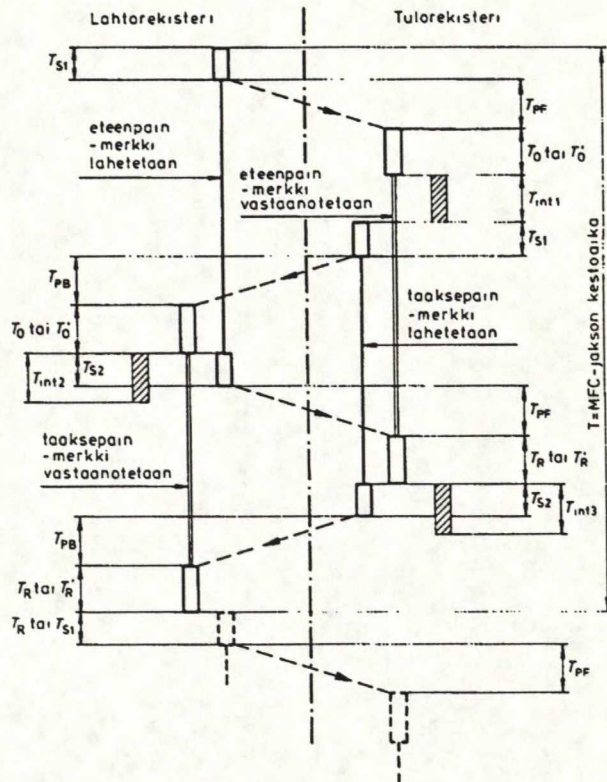
- kahden taajuuden yhdistelmä alueella 300 ... 3400 Hz, kun kummankin taajuuden tehotaso on - 42 dBm
- mikä tahansa kahden taajuuden yhdistelmä taajuusalueella 1300 ... 3400 Hz kokeiltaessa taaksepäin-merkkien vastaanottoa ja kahden taajuuden yhdistelmä taajuusalueilta 330 ... 1150 Hz, 2130 ... 3400 Hz kokeiltaessa eteenpäin-merkkien vastaanottoa. Häiritsevien taajuuksien taso on - 5 dBm.

Vastaanotin ei saa tunnistaa sen normaalisti vastaanottamaa kahden taajuuden yhdistelmää

- joiden taso on enintään - 5 dBm ja kestoaika enintään 7 ms
- jos näiden kahden taajuuden tasot poikkeavat (niin sanottu twist) 20 dB tai enemmän

Jos MFC-merkki on tunnistettu, saa vastaanotin päästää vasta, kun merkkitaajuudet katkeavat vähintään 7 ms:n ajaksi.

Kuvassa 5 on esitetty täydellinen MFC-jakso, johon on merkitty myös merkinantojaksoon vaikuttavat aikaviiveet [Posti- ja telehallitus, Puhelinlaitosten liitto ry 1986].



Kuva 5. Täydellinen pakko-ohjattu MFC-jakso.

Kuvan 5 merkinnät tarkoittavat seuraavaa:

- T_{PF} hitaamman eteenpäin-taajuuden kulkuaika
- T_{PB} hitaamman taaksepäin-taajuuden kulkuaika
- T_O vetoaika molempien merkkitaajuuksien alkaessa yhtäaikaan
- T'_O vetoaika toisen merkkitaajuuden alkaessa myöhemmin
- T_R päästöaika molempien merkkitaajuuksien loppuessa yhtäaikaan
- T'_R päästöaika toisen merkkitaajuuden loppuessa myöhemmin
- $T_{int1}, T_{int2}, T_{int3}$ keskuksen sisäisen päätöksenteon aiheuttamia viiveitä
- T_{S1}, T_{S2} merkin lähetyksen aloittamiseen ja lopettamiseen tarvittavat ajat (kytkentäajat ilman loogisia toimintoja)

7.2. Valittu vastaanottimen toteutustapa

Valittu menetelmä perustuu diskreettiin Fourier-muunnokseen. Muunnos tehdään suoraan määritelmän perusteella, koska käsiteltäviä taajuuksia on vain kuusi kappaletta, minkä vuoksi esimerkiksi FFT:n tai chirp-Z -muunnoksen käyttö ei hyödytä [Lyons, 1989].

Edellä kappaleessa Korrelaattorit on käsitelty alustavasti menetelmän perusteita. Tässä käsittelyä hieman laajennetaan.

Kun näytteitä otetaan diskreetein välein, korvautuu kaavassa $10 X(e^{j\omega}) X(k)$:lla. Eulerin kaavaa

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \quad (18)$$

käyttäen voidaan $X(k)$ kirjoittaa muotoon

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) (\cos(2\pi nk/N) + j \sin(2\pi nk/N)) \end{aligned} \quad (19)$$

Kaava 19 antaa jo viitteen siitä, kuinka DFT:n laskenta käytännössä toteutetaan: DFT-muunnos tehdään kertomalla sisään tuleva signaali etsittävää taajuutta vastaavalla, signaaliprosessorissa sisäisesti generoidulla sinisignaali. Tässä on siis kyse korreloinnista. Ohjelmamuistiin on talletettu 256 näytettä siniaallon yhdestä kokonaisesta jaksosta. Riippuen siitä, kuinka nopeasti tätä taulukkoa luetaan, voidaan luoda haluttuja taajuuksia. Jotta taajuuden tarkkuus säilyisi riittävän hyvänä, käytetään taulukon osoitteiden laskennassa 16 bittiä, joista 8 viimeistä ovat murto-osia ja joita käytetään pelkästään uutta taulukon osoitetta laskettaessa, ei taulukosta arvoa haettaessa.

Olettakaamme, että sisääntuleva signaali kerrotaan sinipurskeella, joka alkaa hetkellä $t = 0$ [Agnew, 1983]. Merkitään sisääntulevaa sinisignaalia P :llä ja sen amplitudia A :lla, taajuutta $\omega = 2\pi f$ rad/s ja vaihetta ϕ :llä:

$$P(A, \phi, \omega) = A \sin(\omega t + \phi).$$

Merkitään sinipursketta Q :lla ja olkoon sen taajuus $\omega_0 = 2\pi f_0$ rad/s, kesto T ja laskennan helpottamiseksi amplitudi $2/T$:

$$Q(t) = \begin{cases} \frac{2}{T} \sin \omega_0 t & 0 \leq t < T \\ 0 & \text{muulloin} \end{cases}$$

Korrelaatio R on tällöin

$$\begin{aligned} R &= \int_{-\infty}^{\infty} P Q d\tau = \int_0^T [A \sin(\omega \tau + \phi)] \left[\frac{2}{T} \sin \omega_0 \tau \right] d\tau \\ &= A \cos \phi \left\{ \frac{\sin(\omega - \omega_0)T}{(\omega - \omega_0)T} - \frac{\sin(\omega + \omega_0)T}{(\omega + \omega_0)T} \right\} \\ &\quad - A \sin \phi \left\{ \frac{1 - \cos(\omega - \omega_0)T}{(\omega - \omega_0)T} - \frac{1 - \cos(\omega + \omega_0)T}{(\omega + \omega_0)T} \right\}. \end{aligned} \quad (20)$$

Termit, joissa on $(\omega - \omega_0)$ nimittäjässä, aiheuttavat sen, että tulos voi olla hyvin taajuus-selektiivinen, toisin sanoen korrelaattoria voidaan käyttää suodattimena. Tulos riippuu kuitenkin voimakkaasti myös tulevan signaalin vaiheesta ϕ . Tämä riippuvuus voidaan poistaa lähes kokonaan käyttämällä toista korrelaattoria, jonka vaihe poikkeaa 90° edellisen korrelaattorin vaiheesta. Korrelaattorissa käytetään tällöin sinipurskeen sijasta kosinipursketta. Merkittäköön sitä U :lla muiden parametrien ollessa samoja kuin sinipurskeessa Q . Tulos S on tällöin

$$\begin{aligned}
S &= \int_{-\infty}^{\infty} P U d\tau = \int_0^T [A \sin(\omega\tau + \phi)] \left[\frac{2}{T} \cos \omega_0 \tau \right] d\tau \\
&= A \sin \phi \left\{ \frac{\sin(\omega - \omega_0)T}{(\omega - \omega_0)T} + \frac{\sin(\omega + \omega_0)T}{(\omega + \omega_0)T} \right\} \\
&\quad - A \cos \phi \left\{ \frac{1 - \cos(\omega - \omega_0)T}{(\omega - \omega_0)T} + \frac{1 - \cos(\omega + \omega_0)T}{(\omega + \omega_0)T} \right\}.
\end{aligned} \tag{21}$$

Jos signaalin energiaa estimoidaan laskemalla $E = R^2 + S^2$, niin saadaan (joidenkin välivaiheiden jälkeen)

$$\begin{aligned}
E &= A^2 \left\{ \left[\frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} \right]^2 + \left[\frac{\sin(\omega + \omega_0)T/2}{(\omega + \omega_0)T/2} \right]^2 \right. \\
&\quad + \cos 2\phi \left[\frac{1 - \cos(\omega - \omega_0)T}{(\omega - \omega_0)T} \cdot \frac{1 - \cos(\omega + \omega_0)T}{(\omega + \omega_0)T} - \frac{\sin(\omega - \omega_0)T}{(\omega - \omega_0)T} \cdot \frac{\sin(\omega + \omega_0)T}{(\omega + \omega_0)T} \right] \\
&\quad \left. + \sin 2\phi \left[\frac{\sin(\omega - \omega_0)T}{(\omega - \omega_0)T} \cdot \frac{1 - \cos(\omega + \omega_0)T}{(\omega + \omega_0)T} - \frac{\sin(\omega + \omega_0)T}{(\omega + \omega_0)T} \cdot \frac{1 - \cos(\omega - \omega_0)T}{(\omega - \omega_0)T} \right] \right\}
\end{aligned} \tag{22}$$

Tarkastelemme yhtälöä (22) olettaen, että $\omega > 0$ ja $\omega_0 > 0$. Jos T vastaa N jaksoa taajuudella ω_0 , on $\omega_0 T = 2\pi N$, mistä seuraa, että $(\omega + \omega_0)T > 2\pi N$. Tämän perusteella voimme todeta yhtälön (22) termeistä seuraavaa:

$$\left[\frac{\sin(\omega + \omega_0)T/2}{(\omega + \omega_0)T/2} \right]^2 < \left[\frac{1}{\pi N} \right]^2$$

$$\left| \frac{\sin(\omega + \omega_0)T}{(\omega + \omega_0)T} \right| < \frac{1}{2\pi N}$$

$$\left| \frac{\sin(\omega - \omega_0)T}{(\omega - \omega_0)T} \right| \leq 1$$

$$\frac{1 - \cos(\omega - \omega_0)T}{(\omega - \omega_0)T} < 1$$

$$\frac{1 - \cos(\omega + \omega_0)T}{(\omega + \omega_0)T} < \frac{1}{2\pi N}$$

Tästä seuraa, että ensimmäistä termiä lukuunottamatta suurin itseisarvo termille on pienempi kuin $A^2/(2\pi N)$. Ensimmäinen termi on muita termejä merkittävästi suurempi $\omega = \omega_0$:n ympäristössä saavuttaen maksimiarvon A^2 kohdassa ω_0 . Niinpä E:n amplitudi määrittyy pääasiassa ensimmäisen termin perusteella, joten myös taajuusselektiivisyys perustuu kyseiseen termiin.

Oletus, että $f_0 T = N$, missä N on kokonaisluku, johtaa edelleen siihen, että $\sin(\omega + \omega_0)T = \sin(\omega - \omega_0)T$, minkä perusteella (22) voidaan sieventää useiden välivaiheiden jälkeen muotoon

$$E = A^2 \left\{ \frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} \right\}^2 \quad (22)$$

$$\times \left\{ 1 - 2 \left[\cos 2\phi \cos(\omega - \omega_0)T - \sin 2\phi \sin(\omega - \omega_0)T \right] \cdot \left[\frac{\omega - \omega_0}{\omega + \omega_0} \right] + \left[\frac{\omega - \omega_0}{\omega + \omega_0} \right]^2 \right\}$$

Kun (22):ssä ω on valittu siten, että $(\omega - \omega_0)T = 2N\pi$, $N \neq 0$, menee E nolleen. Tätä voidaan hyödyntää valitsemalla N siten, että nollakohdat osuvat häiritseville taajuuksille. Esimerkiksi nyt toteutetussa vastaanottimessa on ensimmäiseksi käytettäväksi näytejonopituudeksi valittu 67, joka on saatu seuraavasti:

$$\begin{aligned}
(\omega - \omega_0)T &= 2N\pi \\
\Leftrightarrow (f - f_0)T &= N \\
\Leftrightarrow T &= \frac{N}{\Delta f}
\end{aligned} \tag{23}$$

Kun nollakohtien halutaan sijaitsevan viereisten merkinantotaajuuksien kohdalla, toisin sanoen 120 Hz:n etäisyydellä pääkeilasta, on Δf siis 120 Hz, jolloin saadaan näytejakson kokonaispituudeksi $T = 1/(120 \text{ Hz}) = 8,3 \text{ ms}$. Tämä vastaa 8 kHz:n näytteenottotaajuudella $(8,3 \text{ ms})/(125 \mu\text{s}) = 66,7 \approx 67$ näytettä.

Kaavasta (22) nähdään myös, että $\omega = \omega_0$:n ympäristössä

$$E \cong A^2 \left\{ \frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} \right\}^2 \tag{24}$$

joten vaiheen vaikutus on hyvin pieni. Käyttäen Taylorin kehitelmää sinifunktiolle voidaan (24) kirjoittaa

$$\begin{aligned}
E &\approx A^2 \left\{ \frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} \right\}^2 \\
&= A^2 \left\{ 1 - (\omega - \omega_0)^2 T^2 / 24 + \dots \right\}^2 \\
&= A^2 \left\{ 1 - (\omega - \omega_0)^2 T^2 / 12 + \dots \right\}.
\end{aligned}$$

Teho on vaimentunut puoleen, kun

$$1 - (\omega - \omega_0)^2 T^2 / 12 \cong \frac{1}{2},$$

mistä 3 dB:n kaistanleveydeksi saadaan likimain $(0,8/T) \text{ Hz}$. Estokaistan vaimennuksen arvioimiseksi kirjoitamme:

$$H = E / A^2 \cong \left\{ \frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} \right\}^2 \leq \left[\frac{1}{(\omega - \omega_0)T/2} \right]^2.$$

Estokaistan vaimennus on siis likimain yhtä suuri tai suurempi kuin $20 \log_{10}(|\omega - \omega_0|T/2) \cong 20 \log_{10}(3|f - f_0|T)$ dB.

Jotta vastaanotin tunnistaisi merkit riittävän nopeasti, mutta toisaalta täyttäisi muut standardissa esitetyt vaatimukset – erityisesti häiriönsiedolle asetetut – on vastaanottimessa jouduttu käyttämään kolmea eri pituista DFT:n laskentajaksoa, joista kahta merkkiä tunnistettaessa ja yhtä havaitun merkin loppumista tarkkailtaessa, sekä lisäksi ryhmäsuodatinta.

7.2.1. Näytepituus 67

Sisääntulevalle signaalille lasketaan aluksi diskreetti Fourier-muunnos 67:n näytteen jaksoissa (näytepituus).

Näytepituus 67 on valittu siksi, että sitä käytettäessä DFT:n laskennassa esiintyvä pääkeilan ja ensimmäisen sivukeilan välinen nollakohta ja sivukeilojen väliset nollakohdat osuvat noin 120 Hz:n kerrannaisten etäisyydelle pääkeilan maksimista, kun käytetään 8 kHz:n näytteenottotaajuutta, kuten edellä on esitetty. Toisin sanoen saavutetaan paras mahdollinen immuniteetti muiden signaalissa esiintyvien MFC-taajuuksien suhteen.

Käyttämällä lyhyttä näytepituutta pyritään varmistamaan ohjelman riittävän nopea reagoiminen standardissa asetettujen toiminta-aikavaatimusten suhteen. 67:llä näytteellä päästään noin 14 ms:n reagointiaikaan. Aika muodostuu seuraavasti: $(67 + 2/3 \cdot 67) \cdot 0,125 \text{ ms} \approx 14 \text{ ms}$. Kaavassa esiintyvä $2/3 \cdot 67$ johtuu siitä, että jos merkkisignaalin alku osuu näytepituuden viimeisen kahden kolmanneksen jaksolle, ei merkkiä asetettujen kynnysehtojen vuoksi vielä tunnisteta.

Näytteitä ei talleteta mihinkään, vaan jos laskennasta saadut tulokset eivät täytä kynnysehtoja, aloitetaan uusi 67:n näytteen tarkastelujakso. Jos kynnysehdot sen sijaan täytetään, siirrytään tulevaa signaalia tarkastelemaan käyttäen näytepituutta 168 Hammingikkunoinnilla.

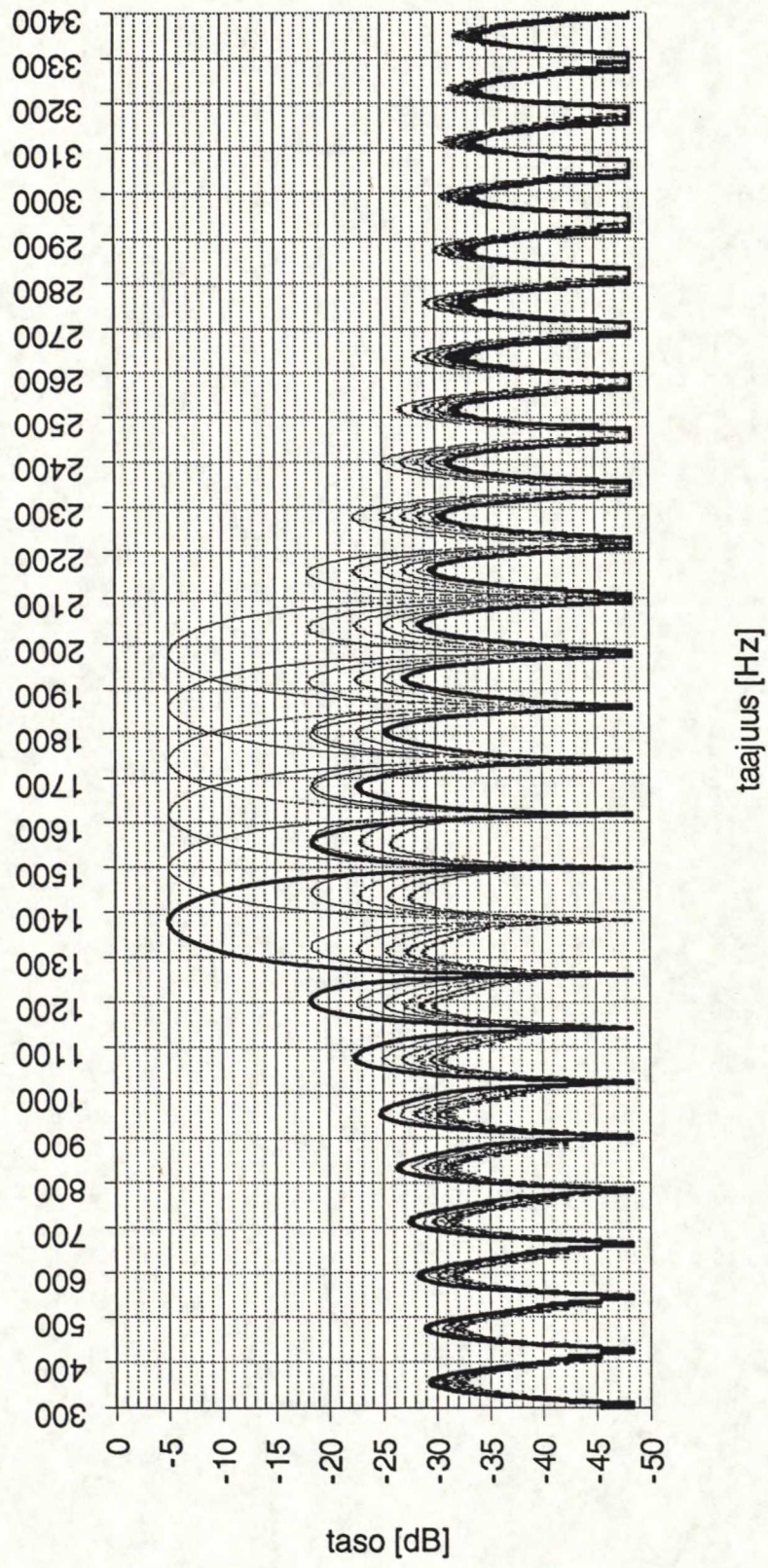
Tunnistusehtojen asettamisessa joudutaan väistämättä tekemään kompromisseja: Toisaalta häiriösignaalit olisi pyrittävä eliminoimaan mahdollisimman tarkasti, toisaalta pätevä merkki sen todella signaalissa esiintyessä olisi tunnistettava mahdollisimman nopeasti.

Kuvassa 6 on näytepituudella 67 saatava taajuusvaste. Kuvassa on kaikkien eteenpäin taajuuksien suodatinvasteet. Kuvan pohjana oleva data on saatu käyttäen PC:hen liitettyä lisäkorttia, joka sisältää TMS320E17-prosessorin. Signaaliprosessorin vastaanotta-

mat näytteet on laskettu tätä tarkoitusta varten PC:hen tehdyssä apuohjelmassa. Varsinaiseen käyttöympäristöön (VDX) verrattuna erona on ollut se, ettei näytteitä ole kompressoitu A-lain mukaisesti, vaan ne ovat olleet lineaarisia.

Kuvan perusteella on helppo havaita, että näytepituudella 67 ei voida saada aikaan kovin hyvää häiriönsietoa, sillä suodatinkaistat ovat melko leveät ja leikkaavat toisiaan melkoisesti. Lisäksi estokaistan vaimennus on sangen vaatimaton.

R2-vastaanottimen testaus, kaikki kaistat N = 67



7.2.2. Ikkunoinnin käyttö

Pohdittaessa vastaanottimen suojausta häiriösignaalien varalta, oli ilmeistä, että suodattimen kaistanleveyttä on pienennettävä ja estokaistan vaimennusta lisättävä jotta standardissa asetetut vaatimukset pystyttäisiin täyttämään.

Suodattimen kaistanleveyttä saadaan helposti pienennettyä laskemalla DFT pitemmältä ajanjaksolta eli useammista näytteistä. Valitettavasti näytepituuden kasvattaminen ei tuo mitään parannusta estokaistan vaimennukseen ellei lisäksi käytetä niin sanottua ikkunointia.

Ikkunoinnilla tarkoitetaan vastaanotettujen näytteiden kertomista tietyillä painoker-toimilla. Täsmällisemmin sanottuna aikatasossa on kyse näytteiden kertomisesta ikkunafunktion arvoilla ja taajuustasossa konvoluutiosta ikkunafunktion Fourier-muunnoksen ja muokattavan spektrin Fourier-muunnoksen välillä; eli voidaan myös sanoa, että kyse on ikkunoimattoman spektrin (alipäästö)suodatuksesta.

Olkoon ikkunoimaton näytejono $x(n)$, $0 \leq n \leq N - 1$. Tällöin vastaava ikkunoitu näytejono on

$$x_w(n) = x(n)w(n), \quad (25)$$

missä $w(n)$ N -pituinen ikkunafunktio. Ikkunoidun näytejonon Fourier-muunnos on vastaavasti

$$X_w(k) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} x_w(n)W_N^{kn}, & 0 \leq k \leq N-1 \\ 0 & \text{muualla} \end{cases} \quad (26)$$

Merkitään tästä laskettua periodogrammia $I_{Nw}(\omega)$:lla:

$$I_{Nw}(\omega) = \frac{1}{N} \left| X_w(e^{j\omega}) \right|^2. \quad (27)$$

$I_{Nw}(\omega)$ ei kuitenkaan sellaisenaan kelpaa tehotiheyden estimaatiksi, sillä ikkunointi aiheuttaa virheen, joka on korjattava. Korjauskerroin on

$$U = \sum_{n=0}^{N-1} w^2(n), \quad (28)$$

jolloin korjatuksi periodogrammiksi saadaan

$$J_N(\omega) = \frac{1}{U} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n)w(n)e^{-j\omega n} \right|^2. \quad (29)$$

Käytetyn ikkunatyypin valinta ei ole yksiselitteinen asia. Periaatteessa toivottavin olisi ikkuna, jonka päästökaista olisi mahdollisimman kapea ja estokaistan vaimennus samanaikaisesti mahdollisimman suuri. Ikävä kyllä, nämä kaksi vaatimusta ovat ristiriidassa keskenään: tietyllä ikkunatyypillä päästään joko hyvään estokaistan vaimennukseen tai kapeaan päästökaistaan, mutta molempia ominaisuuksia ei voida saavuttaa yhtäaikaisesti.

Taulukossa 4 on esitetty joidenkin ikkunatyypien ominaisuuksia.

Taulukko 4 [Oppenheim, Schafer, 1975]

Ikkunafunktio	Sivukeilan huippuampli- tudi (dB)	Pääkeilan leveys	Estokaistan vähimmäis- vaimennus (dB)
Suorakaide	- 13	$4\pi/N$	- 21
Bartlett	- 25	$8\pi/N$	- 25
Hanning	- 31	$8\pi/N$	- 44
Hamming	- 41	$8\pi/N$	- 53
Blackman	- 57	$12\pi/N$	- 74

Taulukossa esitetty suorakaideikkuna ei ole siinä mielessä varsinainen ikkunafunktio, että siinä kaikkien käsiteltävien näytteiden painokerroin on 1 eli näytteitä käsitellään sellaisenaan. Tästä myös aiheutuu suorakaideikkunalle tyypilliset voimakkaat sivukeilat. Ilmiö palautuu Gibbsin ilmiöön: millään sarjakehitelmällä ei voida kuvata porraskunktiota täydellisesti vaan portaan reunakohtaan muodostuu terävä piikki, otettiinpa sarjaan kuinka monta termiä tahansa. Taajuustasossa tämä edustaa voimakkaita värähtelyjä.

Muiden ikkunatyypien paremmat ominaisuudet tässä suhteessa johtuvat siitä, että niissä näyteikkunan reunoilla funktio pakotetaan lähelle nollaa, jolloin voimakasta porrasmaista efektiä ei voi enää esiintyä. Kohti nollaa pakottaminen näkyy seuraavista ik-

kunatyypin aikatasen esityksistä. Vertailun vuoksi myös suorakaideikkuna on esitetty matemaattisessa muodossaan:

$$\text{Suorakaideikkuna: } w(n) = 1, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (30a)$$

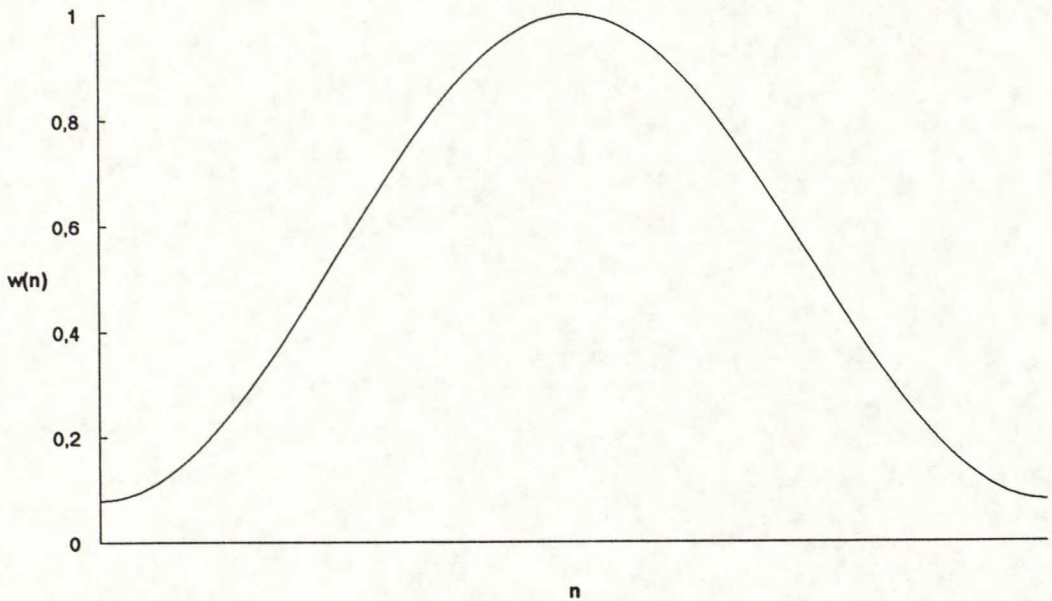
$$\text{Bartlett: } w(n) = \begin{cases} \frac{2n}{N-1}, & 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\ 2 - \frac{2n}{N-1}, & \frac{N-1}{2} \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (30b)$$

$$\text{Hanning: } w(n) = \frac{1}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right], \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (30c)$$

$$\text{Hamming: } w(n) = 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (30d)$$

$$\text{Blackman: } w(n) = 0,42 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (30e)$$

Kuvassa 7 on esimerkkinä Hamming-ikkunan muoto.



Kuva 7. Hamming-ikkuna.

Eri ikkunatyypeistä päätettiin käyttää Hamming-ikkunaa, ensisijaisesti siksi, että sen ominaisuudet ovat riittävät standardin vaatimusten täyttämiseen. Toisaalta, lähdetessä etsimään parasta ikkunaa joudutaan yleensä turvautumaan erilaisiin parametrisoituihin ikkunatyyppeihin, joiden käytettävyys on suuresti riippuvainen niiden ominaisuuksia optimoivien ohjelmien saatavuudesta ja käytettävyydestä.

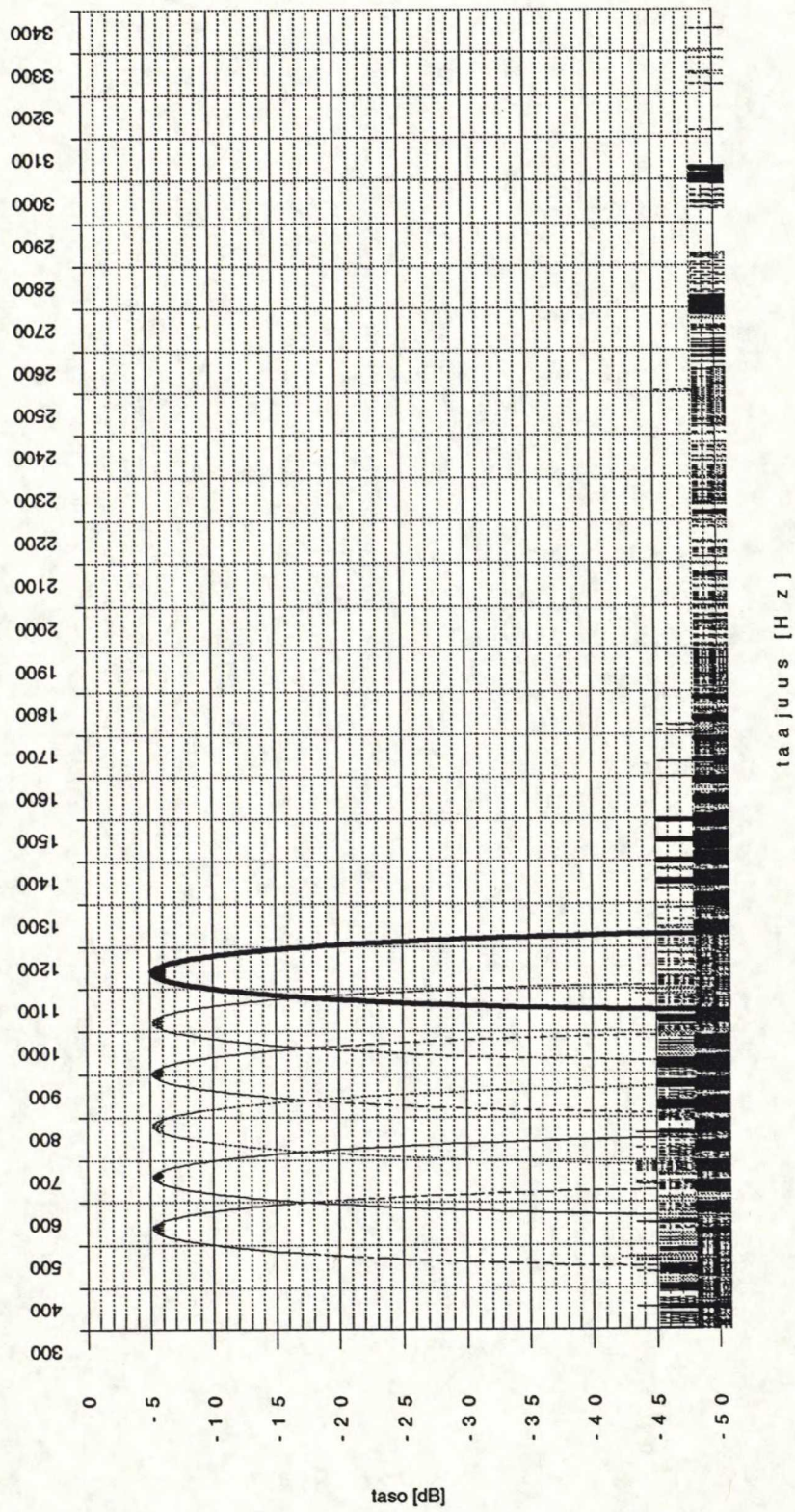
Esimerkkinä tällaisista ikkunoista mainittakoon hyvin tunnettu Kaiser-ikkunaperhe:

$$w(n) = \frac{I_0 \left[\omega_a \sqrt{\left(\frac{N-1}{2} \right)^2 - \left[n - \left(\frac{N-1}{2} \right) \right]^2} \right]}{I_0 \left[\omega_a \left(\frac{N-1}{2} \right) \right]} \quad (31)$$

jossa $I_0(\)$ on modifioitu ensimmäisen lajin nollannen asteen Bessel-funktio. Parametrilla ω_a voidaan säädellä energian jakautumista pääkeilan ja sivukeilojen välillä.

Kuvassa 8 on esitetty näytepituudella 168 Hamming-ikkunointia käyttäen saatu taajuusvaste kaikilla taaksepäin-suunnan taajuuksilla. Kuten kuvasta nähdään, päästään ikkunalla noin 40 dB:n dynamiikkaan, joka on riittävä vastaanotinta ajatellen. Vastaanottimeltahan vaaditaan vähintään 30 ja enintään 37 dB:n dynamiikka-aluetta. Näytepituus 168 onkin valittu tunnistuksessa käytettäväksi.

R 2 - vastaanottimen testaus, kaikki kaistat N = 168



Merkin loppumista tarkkailtaessa suodattimilta ei vaadita yhtä paljon kuin tunnistettaessa merkkejä, jolloin on ehdottoman tärkeää estää virheelliset tunnistukset. Niinpä on mahdollista merkin loppumista tarkkailtaessa käyttää lyhyempää näytepituutta kuin tunnistettaessa.

Vastaanottimelle tehtyjen toiminta-aikamittausten perusteella päädyttiin merkkien loppumista tarkkailemaan näytepituutta 114 käyttäen. Myös tällä näytepituudella käytetään Hamming-ikkunointia. Suodattimien kaistat ovat tällöin suunnilleen yhtä leveät, kuin jos käytettäisiin suorakulmaista ikkunaa näytepituudella 67, mutta etuna suorakulmaiseen ikkunaan verrattuna saavutetaan (edelleen) parempi estokaistan vaimennus.

7.2.3. Ryhmäsuodatin

Ryhmäsuodattimella tarkkaillaan energiaa taajuusalueilla 540 - 1140 Hz (taaksepäintaajuuksia käsiteltäessä) ja 1380 - 1980 (eteenpäin-taajuuksia käsiteltäessä). Vertaamalla näin saatua ryhmäsuodattimen päästökaistalla esiintyvää kokonaisenergiaa DFT:llä saatuu energiaan yksittäisillä taajuuksilla voidaan eliminoida häiritseviä yksittäisiä sinitaajuuksia, jotka merkkitaajuuksien välissä esiintyessään voisivat näkyä pelkästään DFT:n tulosten perusteella päätöksiä tehtäessä hyväksyttävänä merkinä, koska taajuuden energia jakautuu kahdelle vierekkäiselle suodatinkaistalle.

Toinen vaihtoehto ongelman korjaamiseksi olisi tietysti ollut suodatinkaistojen kaventaminen niin paljon, etteivät ne enää olisi leikanneet toisiaan. Tätäkin vaihtoehtoa tutkittiin, mutta ikkunan optimoinnista huolimatta tulokseen ei olisi päästy pidentämättä samalla käytettyä näytepituutta. Kuten jäljempänä vastaanottimelle tehtyjen mittausten tarkastelussa todetaan, tarve olisi pikemminkin ollut näytepituuden lyhentämisen suuntaan, jotta toiminta-aikavaatimukset olisi paremmin täytetty.

Ryhmäsuodatinta käytetään sekä tunnistusvaiheessa että merkin loppumista tarkkailtaessa. Ryhmäsuodattimen vaste lasketaan keskiarvona 167:stä (tunnistusvaihe) tai 113:sta (loppumisvaihe) näytteestä.

Ryhmäsuodattimen parametrit (suodatinkertoimet) on laskettu käyttäen Atlanta Signal Processors Incorporated:in digitaalisuotimien suunnitteluohjelmistoa (Digital Filter Design Package, version 1.10). Kummallakin suunnalla käytetty ryhmäsuodatin on neljännen asteen elliptinen IIR-suodatin. Taaksepäin-suunnan suodatin on alipäästösuodatin ja eteenpäin-suunnassa käytetään kaistanpäästösuodatinta. Taaksepäin-suunnassa katsottiin alipäästösuodattimen riittävän, koska alin taaksepäin-suunnan merkkitaajuus on 540 Hz

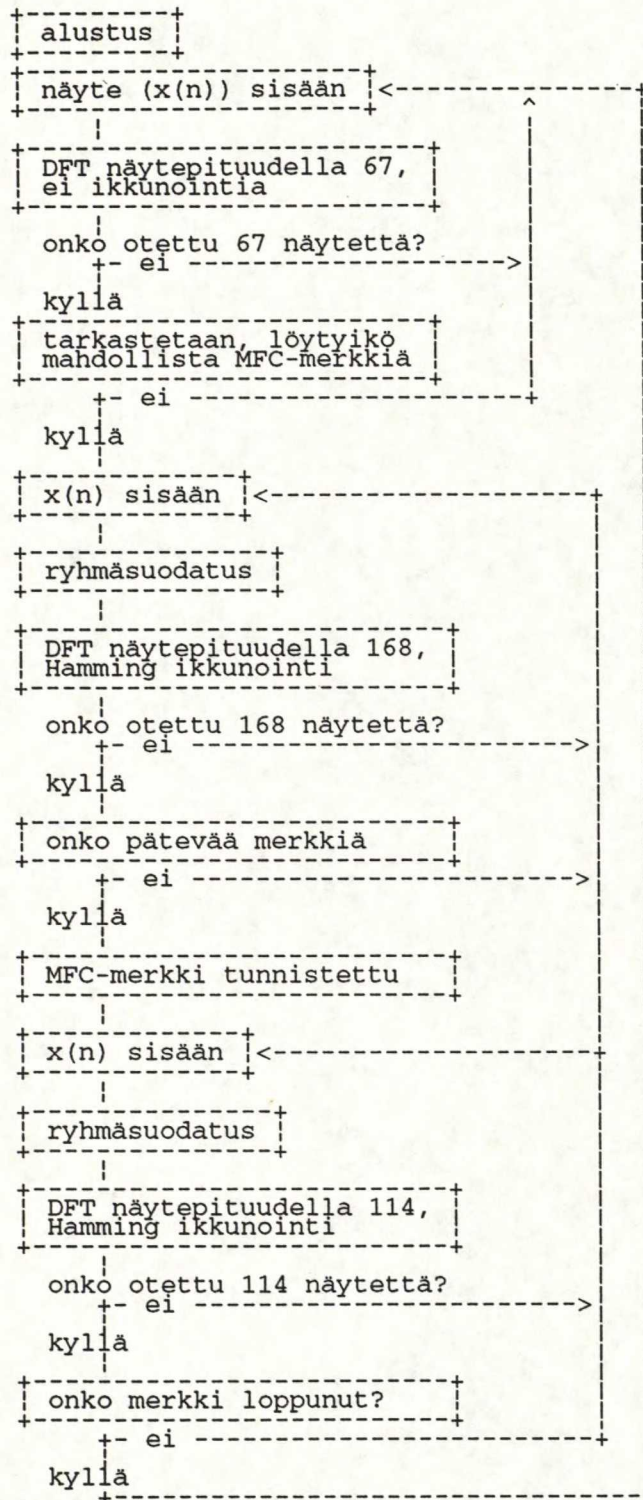
ja toisaalta puhelinkaista päättyy 300 Hz:iin. Toisaalta näin saavutettiin parempi estokaistan vaimennus.

Taaksepäin-suunnan suodattimen päästökaista päättyy 1140 Hz:iin ja estokaista alkaa 1300 Hz:istä. Päästökaistalla suodattimen aaltoilu on 0,6 dB ja estokaistalla vaimennus - 26 dB.

Eteenpäin-suunnassa päästökaista ulottuu 1380 Hz:istä 1980 Hz:iin. Päästökaistan aaltoilun suuruus on 1,4 dB. Alemman estokaistan ylärajataajuus on 1150 Hz ja ylempi estokaista ulottuu 2130 Hz:stä 4000 Hz:iin. Kummankin estokaistan vaimennus on - 15,5 dB.

8. OHJELMAN TOIMINTA

Kuvassa 9 on lohkokaaavioesitys vastaanottimen toiminnasta.



Kuva 9. Kaavio vastaanottimen toiminnasta

Alustusvaiheessa asetetaan ohjelman käyttämät vakiot ja alustetaan käytetyt datamuistipaikat. Tässä vaiheessa ohjelma myös laskee CRC:n (Cyclic Redundancy Check) ohjelmamuististaan ja vertaa saatua arvoa muistin latauksessa talletettuun arvoon. Jos arvot eivät täsmää, ohjelman suoritus lopetetaan tähän.

Alustuksen jälkeen ryhdytään käsittelemään signaaliprosessorin sarjaliikenneporttinsa kautta vastaanottamia näytteitä. Koska käytetty näytteenottotaajuus on 8 kHz, kaikki vastaanotetut näytteet käsitellään. Sitä mukaa kun näytteitä vastaanotetaan, niille lasketaan DFT:tä. Kun ensimmäiset 67 näytettä on vastaanotettu, siirrytään tarkastelemaan tuloksia. Siirtymisestä signaalin tarkkailuun näytepituuden 67 sijaan näytepituutta 168 käyttäen päätetään vertaamalla (1) vastaanotetun signaalin kokonaisenergian ja eri taajuuksilla vastaanotetun energian suhdetta toisiinsa, vertaamalla (2) pelkästään eri taajuuksien energiaa keskenään ja (3) asetettuihin minimiarvoihin. Jos näytepituuden vaihdolle ei löydy perusteita, toisin sanoen signaali ei vaikuta sisältävän pätevää merkkiä, jatketaan käsittelyä edelleen näytepituutta 67 käyttäen.

Jos siirrytään näytepituuteen 168, säilytetään näytepituudella 67 saadut tulokset myöhempää näytepituuksien tulosten keskinäistä vertailua varten. Muutoin tuloksia ei säilytetä, vaan muistipaikat nollataan ja prosessi alkaa alusta.

Näytepituuden 168 kanssa lasketaan samanaikaisesti kyseisen vastaanottosuunnan mukaista ryhmäsuodattimen antoa. Näin pystytään varmemmin eliminoimaan vastaanotetussa signaalissa esiintyvät yksittäiset sinitaajuuudet, jotka muuten voitaisiin tulkita päteviksi merkeiksi.

Kun 168 näytettä on käsitelty, verrataan saatuja tuloksia näytepituudella 67 saatuihin sekä ryhmäsuodattimen antoon. Tiettyjä kynnyskriteereitä käyttäen päätellään, onko vastaanotettu pätevä merkki. Jos pätevää merkkiä ei ollut, nollataan kaikki käytetyt muistipaikat ja ruvetaan uudestaan tarkkailemaan signaalia näytepituutta 67 käyttäen. Jos pätevä merkki havaittiin, ilmoitetaan siitä isäntäprosessorille, ja siirrytään tarkkailemaan merkin loppumista käyttäen näytepituutta 114 Hamming-ikkunoituna.

Merkin loppumista tarkkailtaessa lasketaan jälleen myös ryhmäsuodattimen antoa. Tämä siltä varalta, että juuri merkkitaajuuksien loppuessa signaalin ilmestyisi jokin häiriötaajuus. Näytepituudella 114 saatuja tuloksia verrataan näytepituudella 168 saatuihin tuloksiin sekä ryhmäsuodattimen antoon. Asetettujen ehtojen täytyessä todetaan merkki päättyneeksi. Tällöin nollataan käytetyt muistipaikat ja ilmoitetaan isäntäprosessorille merkin päättymisestä. Tulevaa signaalia ryhdytään tarkkailemaan näytepituudella 67.

Vastaanottimen toimiessa lasketaan lähetintä varten näytearvoja kaikille 12 mahdollisesti käytettävälle merkinantotaajuudelle. Jos isäntäprosessori kytkee jonkin merkin lähetyksen päälle, summataan kyseistä merkkiä vastaavien taajuuksien näytteet ja siirretään tulos signaaliprosessorin sarjaliikenneportin antoon.

9. SUORITUSKYKY

Lähetinvastaanottimelle tehtyjen mittausten ensisijaisena tavoitteena oli selvittää, täyttääkö lähetinvastaanotin standardissa sille asetetut vaatimukset. Tämän selvittämiseksi vaadittujen mittausten lisäksi ei juuri muita mittauksia tehty.

9.1. Mittaukset

Mittausten kohteena ollut signaaliprosessori oli sijoitettu todelliseen toimintaympäristöönsä, VDX-järjestelmän laitekehikkoon 4LU/R2-linjayksikölle. Mittaukset tehtiin yksikölle tulevaa ja siitä lähtevää normaalia linjaliitaintä käyttäen.

Testauksessa käytettiin VDX-kehikkoa ja signaaligeneraattoreita, lähetintä mitattaessa myös spektrianalysaattoria. Käytetyllä laitteistolla ei pystytty generoimaan testimerkkiä A, joten mittaukset on suoritettu käyttäen testimerkkiä B. Tämä ei ole sinänsä suuri puute, sillä testimerkki B on "vaativampi", joten jos merkkiä A koskevat toiminta-aikavaatimukset saavutetaan merkillä B, ne saavutetaan myös merkillä A. Testimerkkejä oli viittä eri variaatiota. Niiden kaikkien kokoonpano vastasi huonointa tapausta eli merkeissä käytettiin suurimpia standardissa testimerkille sallittuja poikkeamia (testimerkillä B: taajuuden poikkeama nimellisarvosta ± 10 Hz, merkin muodostavien taajuuksien tasot poikkeavat toisistaan 5 dB viereisillä ja 7 dB ei-viereisillä taajuuksilla).

Seuraavassa esitellään tehdyt mittaukset.

Lähetin:

Lähettimen generoimia merkkejä tarkkailtiin spektrianalysaattorilla. Ne täyttivät kaikilta osin standardissa asetetut vaatimukset.

Vastaanotin:

Tunnistustasot:

Mittauksessa käytettiin viittä erilaista testimerkin B variaatiota. Pienimmän luotettavasti havaitun tason vaihteluväli oli - 35,4...- 35,7 dBm0. Taso on mitattu merkkitaajuuksien pienempitasoisesta taajuudesta. Merkin tunnistus loppui, kun taso oli - 38,0...- 38,5 dBm0.

Testimerkkiä ei pystytty generoimaan yli - 5 dBm0:n tason. Siksi suurin taso, jolla vastaanotin tunnisti merkkejä, on mitattu käyttäen normaalimerkkiä, toisin sanoen testi-

merkin sisältämiä häiriötaajuuksia tai taajuuden tai tason poikkeamia ei ollut mukana merkissä. Suurin tunnistustaso oli - 2,1 dBm0.

Vastaanottimen häiriösietoisuus:

Vastaanottimen sietoisuutta yksittäistä sinisignaalia vastaan testattiin antamalla sinitaajuuden hitaasti pyyhkäistä taajuuskaistan 360 - 3290 Hz yli. Tasoa vaihdeltiin välillä + 3,1 dBm0... - 35 dBm0. Virheellisiä tunnistuksia ei esiintynyt.

Twistin eli merkkitaajuuden muodostavien taajuuksien välisen tasoeron vaikutusta tunnistukseen mitattiin käyttäen nimellistaajuuksisia taajuuspareja. Mittaustaso oli - 8,1 dBm0. Twistin ollessa < 8,7 dB se ei vaikuttanut tunnistusaikaan. Tunnistus loppui, kun twisti oli > 9,7 dB.

Jos hyväksyttävän R2-merkin lisäksi esiintyi kolmas taajuus, joka oli jokin neljästä muusta vastaanotettavasta merkkitaajuudesta, vastaanotin lakkasi tunnistamasta merkkiä kolmannen taajuuden tason ylitettyä - 14,4 dB vertailutason ollessa hyväksyttävän merkin taso.

Kun vastaanotetussa signaalissa esiintyi pätevä merkki myös sillä vastaanottosuunnalla, jolle vastaanotinta ei ollut kytketty (esimerkiksi jos vastaanotin otti vastaan taaksepäin-merkkejä, oli signaalissa myös pätevä eteenpäin suunnan merkki), jatkui virheetön tunnistus aina siihen saakka kunnes häiritsevän merkin taso oli > 20 dB yli oikean merkin tason.

Vastaanottimen sietoisuutta vastaanottokaistan ulkopuolella esiintyville kahdelle yhtäaikaiselle sinisignaaliin tutkittiin kahta signaaligeneraattoria käyttäen siten, että kumpikin niistä generoi yhtä taajuutta, joka hitaasti pyyhkäisi tutkittavan taajuuskaistan yli. Asettamalla generaattoreiden pyyhkäisynopeudet eri mittaisiksi, muodostui satunnaisia kahden taajuuden kombinaatioita tutkittavalle taajuuskaistalle. Vastaanotettaessa eteenpäinsuunnan merkkejä virhetunnistuksia syntyi, kun häiritsevien taajuuksien taso oli > - 3,9 dBm0. Taaksepäinsuunnassa vastaava kynnys oli > + 1,5 dBm0.

Standardin mukaan vastaanotin ei saa reagoida toisaalta alle 7 ms:n lähetysjaksoihin eikä myöskään lähetyksessä esiintyviin enintään 7 ms:n taukoihin. Vastaanotin täytti nämä kriteerit.

Standardin toiminta-ajalle asettamat vaatimukset täytettiin muuten, mutta 0,6 %:ssa merkin tunnistaminen viivästyi niin paljon, että myös toiminta-aika (siis tunnistus- ja päästöajan summa) ylitettiin. Ylitys oli selvästi kvantittunut, toisin sanoen tunnistusai-

koja esiintyi vain tietyn aikavälin puitteissa. Tämä johtuu käytetystä tunnistusalgoritmista siten, että signaalista lasketaan tunnuslukuja vain diskreetein aikavälein, joten sen korjaaminen on vaikeaa. Mahdollisesti ilmiön vaikutusta olisi vielä voitu pienentää, mahdollisesti jopa poistaa kokonaan, optimoimalla vastaanottimessa tunnistuksen yhteydessä käytettyjä kynnysehtoja. Näiden parametrien optimointiin pyrittiin, mutta erilaisia mahdollisia kombinaatioita ei pystytty käytetyllä testauslaitteistolla täysin kattavasti kokeilemaan (jokainen kokeilu vaati signaaliprosessorin uudelleen ohjelmoinnin eli prommauksen).

10. YHTEENVETO

Tässä diplomityössä on esitetty CCITT:n standardien mukaisen R2-merkinantojärjestelmän integroidun lähettimen ja vastaanottimen suunnittelu ja toteutus.

Lähetinvastaanotin toimii Sondi Oy:n VDX-erikoisvaihejärjestelmässä. Se on toteutettu käyttäen Texas Instrumentsin TMS320E17 signaaliprosessoria.

Lähetin generoi merkkitaajuudet käyttäen suoraa taulukkohakua. Vastaanotin tunnistaa merkit ensi sijassa diskreettiä Fourier-muunnosta hyödyntäen, joskin häiriönsietoa on parannettu käyttäen rekursiivisia ryhmäsuotimia.

Lähetin täyttää CCITT:n vaatimukset kaikilta osin. Sen sijaan vastaanottimen toiminnassa on puute: toiminta-aikavaatimuksia ei sataprosenttisesti täytetä.

Tavoitteeksi asetettua nelikanavaisuutta ei loppujen lopuksi toteutettu. Etupäässä tähän vaikutti se, ettei tällä nähty saavutettavan merkittäviä taloudellisia säästöjä, koska nelikanavainen lähetinvastaanotin olisi vaatinut muutoksia jo olemassa olevaan laitteistoon, kun taas kaksikanavainen ratkaisu toimii hyvin pienin muutoksin entisellä piirikortilla. Toisaalta mikään ei estä kaksikanavaisen version laajentamista nelikanavaiseksi, jos tätä myöhemmin halutaan, sillä ohjelmiston tietorakenteet on alunperin suunniteltu neli- tai pikemminkin monikanavaisuutta ajatellen. Jos olisi tyydytty vain yksikanavaiseen toimintaan, olisi entinen hybriditekniikalla toteutettu vastaanotinpiiri voitu korvata signaaliprosessorilla pelkästään kortille tehtävin langoitusmuutoksin. Tämä on yksi toteutuksen hyvistä puolista.

Käytettyä ratkaisua voitaisiin todennäköisesti soveltaa myös puhelimien äänitaajuusvalinnan vastaanottoon. Lähettimen taajuudet voidaan valita täysin vapaasti, kuten myös niistä muodostettavat kombinaatiot, prosessorin ja algoritmin nopeuden rajoissa.

Ratkaisun joustavuutta lisää se, että signaaliprosessorin ohjelmakoodi voidaan sellaisenaan siirtää uudempiin ja nopeampiin Texas Instrumentsin valmistamiin kiinteäpilkkuiseen aritmetiikkaan perustuviin signaaliprosessoreihin.

Käytetty signaaliprosessoryyppi oli hyvä valinta ajatellen piirin edullisuutta, sarjaliikenneliitännöjä ja μ - ja A-lain mukaisen koodauksen käyttöön. Suurimpana rajoituksena piirissä voitaneen pitää sisäisen datamuistin vähäisyyttä: monet algoritmivaihtoehdot karsiutuivat pois jo tämän takia.

LÄHDELUETTELO

Agarwal, R. C., Sudhakar R., Agrawal, B. P. 1984. Multiplierless Implementations of MF/DTMF Receivers. IEEE Transactions on Communications, vol. 32, no. 7, p. 839 - 847.

Agnew, D. 1983. Simplified Tone Detector for PCM Channel. IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing, vol. ASSP-31, no. 1, p. 8 - 16.

Atlanta Signal Processors Incorporated, 1985. Digital Filter Design Package: Interactive Software for Digital Filter Design and Automatic Code Generation for the Texas Instruments TMS 32010, version 1.10. Atlanta, p. 175.

Baugh, C. R. 1977. Design and Performance of a Digital Multifrequency Receiver. IEEE Transactions on Communications, vol. 25, no. 6, p. 608 - 615.

Braun, Fritz G. 1975. Nonrecursive Digital Filters for Detecting Multifrequency Code Signals. IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing, vol. ASSP-23, no. 3, p. 250 - 256.

Denenberg, J. N. 1976. Spectral Moment Estimators: A New Approach to Tone Detection. The Bell System Technical Journal, vol. 55, no. 2, p. 143 - 155.

Halme, Seppo J., Rahko, Kauko 1982. Tietoliikennetekniikan perusteet. Espoo, Ota-kustantamo. 382 s.

Hepo-oja, S. 1990. Puhelinkeskuksen digitaalisen signaalinkäsittely-yksikön ohjel-mointi monitaajuusmerkinannon vastaanottoa varten. Diplomityö, TKK. 88 s.

International Telegraph and Telephone Consultative Committee (CCITT), 1985. 8:th plenary assembly Malaga - Torremolinos, 8 - 19 October 1984: red book. Volume VI - fascicle VI.4: Specifications of signaling systems R1 and R2. Recommendations Q.310 - Q.490. Geneva, 180 p.

Kay, Steven M. 1987. Modern Spectral Estimation: Theory and Application. Prentice Hall, 543 p.

O'Leary, P., Maloberti, F. 1991. Oversampling Applied to Single Tone Detection. Electronics Letters, vol. 27, no. 1, p. 76 - 77.

Linnaluoma, H. 1984. Digitaalisen merkkiäänivastaanottimen suunnittelu 2 Mbit/s PCM-signaalia varten. Diplomityö, TKK. 69 s.

Lyons, Timothy D. 1989. Chirp-Z transform efficiently computes frequency spectra. Electronic Design News, May 25, 1989, s. 161 - 170.

Oppenheim, Alan V., Schafer, Ronald W. 1975. Digital Signal Processing. Prentice-Hall International, Inc. 585 s.

Parks, T. W., Burrus, C. S. 1987. Digital Filter Design. USA, John Wiley & Sons, Inc. 342 s.

Posti- ja telehallitus, Puhelinlaitosten liitto ry 1986. Kansallinen R2-merkinantojärjestelmä, 4. korjattu painos. 74 s.

Proudfoot, A. D. 1972. Simple Multifrequency-tone Detector. Electronics Letters, vol. 8, no. 21, p. 524 - 525.

Schanerberger, M., Awad, S. 1990. The Implementation of a Digital Sine Wave Oscillator Using the TMS320C25: Distortion Reduction and Applications. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 39, no. 6, s. 870 - 873.

Sondi Oy, 1991. VDX 32 Häätäilmoitusvaihte, yleisseloste. 12 s.

Sondi Oy, yleisesite Sondi Oy:n tuotevalikoimasta. 6 s.

Suomen standardisoimisliitto, 1990. Televerkon merkinanto. Kansallinen R2-merkinantojärjestelmä. SFS 5646, 32 s.

Texas Instruments, 1986. Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family. France, Texas Instruments. 723 s.

Texas Instruments, April 1988. First-Generation TMS320 User's Guide. USA, Texas Instruments. 405 s.

Thyssens, G., Verbist, L. 1979. Digital Multifrequency Receivers and Senders. Electrical Communication, vol. 54, no. 4, s. 319 - 325.

Veijalainen, J. 1975. Aikajakoisen puhelinkeskuksen digitaalinen monitaajuusvastaanotin ja -lähetin. Diplomityö, TKK. 69 s.